THÈSE

présentée

A L'UNIVERSITÉ SCIENTIFIQUE ET MÉDICALE DE GRENOBLE

pour obtenir

LE TITRE DE DOCTEUR D'UNIVERSITE

PAR

Bernard FAURE

TITRE

MONTAGE D'UN BANC D'ESSAIS EN CUVE DESTINE A ETUDIER LA REFLEXION SUR DES OBJETS MOBILES ET IMMOBILES

Soutenue le 28 septembre 1973, devant la Commission d'Examen

JURY :

MM. R. PAUTHENET	Président
J.L. LACOUME G. BONNET H. MERMOZ	Examinateurs

THÈSE

présentée

A L'UNIVERSITÉ SCIENTIFIQUE ET MÉDICALE DE GRENOBLE

pour obtenir

LE TITRE DE DOCTEUR D'UNIVERSITE

PAR

Bernard FAURE

TITRE

MONTAGE D'UN BANC D'ESSAIS EN CUVE DESTINE A ETUDIER LA REFLEXION SUR DES OBJETS MOBILES ET IMMOBILES

Soutenue le 28 septembre 1973, devant la Commission d'Examen

JURY :

MM. R. PAUTHENET	Président
J.L. LACOUME G. BONNET H. MERMOZ	Examinateurs

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

UNIVERSITE SCIENTIFIQUE
ET MEDICALE DE GRENOBLE

LISTE DES PROFESSEURS

Président : Monsieur Michel SOUTIF
Vice-Président : Monsieur Gabriel CAU

PROFESSEURS TITULAIRES

MM.	ANGLES D'AURIAC Paul	Mécanique des fluides
	ARNAUD Georges	Clinique des maladies infectieuses
	ARNAUD Paul	Chimie
	AUBERT Guy	Physique
	AYANT Yves	Physique approfondie
Mme	BARBIER Marie-Jeanne	Electrochimie
MM.	BARBIER Jean-Claude	Physique expérimentale
	BARBIER Reynold	Géologie appliquée
	BARJON Robert	Physique nucléaire
	BARNOUD Fernand	Biosynthèse de la cellulose
	BARRA Jean-René	Statistiques
	BARRIE Joseph	Clinique chirurgicale
	BENOIT Jean	Radioélectricité
	BERNARD Alain	Mathématiques Pures
	BESSON Jean	Electrochimie
	BEZES Henri	Chirurgie générale
	BLAMBERT Maurice	Mathématiques Pures
	BOLLIET Louis	Informatique (IUT B)
	BONNET Georges	Electrotechnique
	BONNET Jean-Louis	Clinique ophtalmologique
	BONNET-EYMARD Joseph	Pathologie médicale
	BONNIER Etienne	Electrochimie Electrométallurgie
	BOUCHERLE André	Chimie et Toxicologie
	BOUCHEZ Robert	Physique nucléaire
	BOUSSARD Jean-Claude	Mathématiques Appliquées
	BRAVARD Yves	Géographie
	BRISSONNEAU Pierre	Physique du Solide
	BUYLE-BODIN Maurice	Electronique
	CABANAC Jean	Pathologie chirurgicale
	CABANEL Guy	Clinique rhumatologique et hydrologie
	CALAS François	Anatomie
	CARRAZ Gilbert	Biologie animale et pharmacodynamie
	CAU Gabriel	Médecine légale et Toxicologie
	CAUQUIS Georges	Chimie organique
	CHABAUTY Claude	Mathématiques Pures
	CHARACHON Robert	Oto-Rhino-Laryngologie
	CHATEAU Robert	Thérapeutique
	CHENE Marcel	Chimie papetière
	COEUR André	Pharmacie chimique
	CONTAMIN Robert	Clinique gynécologique
	COUDERC Pierre	Anatomie Pathologique
	CRAYA Antoine	Mécanique
Mme	DEBELMAS Anne-Marie	Matière médicale
MM.	DEBELMAS Jacques	Géologie générale
	DEGRANGE Charles	Zoologie
	DESRE Pierre	Métallurgie
	DESSAUX Georges	Physiologie animale
	DODU Jacques	Mécanique appliquée
	DOLIQUE Jean-Michel	Physique des plasmas
	DREYFUS Bernard	Thermodynamique
	DUCROS Pierre	Cristallographie
	DUGOIS Pierre	Clinique de Dermatologie et Syphiligraphie
	FAU René	Clinique neuro-psychiatrique
	FELICI Noël	Electrostatique

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41534920_0015

MM.	GAGNAIRE Didier	Chimie physique
	GALLISSOT François	Mathématiques Pures
	GALVANI Octave	Mathématiques Pures
	GASTINEL Noël	Analyse numérique
	GEINDRE Michel	Electroradiologie
	GERBER Robert	Mathématiques Pures
	GIRAUD Pierre	Géologie
	KLEIN Joseph	Mathématiques Pures
Mme	KOFLER Lucie	Botanique et Physiologie végétale
MM.	KOSZUL Jean-Louis	Mathématiques Pures
	KRAVTCHENKO Julien	Mécanique
	KUNTZMANN Jean	Mathématiques Appliquées
	LACAZE Albert	Thermodynamique
	LACHARME Jean	Biologie végétale
	LAJZEROWICZ Joseph	Physique
	LATREILLE René	Chirurgie générale
	LATURAZE Jean	Biochimie pharmaceutique
	LAURENT Pierre	Mathématiques Appliquées
	LEDRU Jean	Clinique médicale B
	LLIBOUTRY Louis	Géophysique
	LOUP Jean	Géographie
Mle	LUTZ Elisabeth	Mathématiques Pures
	MALGRANGE Bernard	Mathématiques Pures
	MALINAS Yves	Clinique obstétricale
	MARTIN-NOEL Pierre	Sémélologie médicale
	MASSEPORT Jean	Géographie
	MAZARE Yves	Clinique médicale A
	MICHEL Robert	Minéralogie et Pétrographie
	MOURIQUAND Claude	Histologie
	MOUSSA André	Chimie nucléaire
	NEEL Louis	Physique du Solide
	OZENDA Paul	Botanique
	PAUTHENET René	Electrotechnique
	PAYAN Jean-Jacques	Mathématiques Pures
	PEBAY-PEYROULA Jean-Claude	Physique
	PERRET René	Servomécanismes
	PILLET Emile	Physique Industrielle
	RASSAT André	Chimie systématique
	RENARD Michel	Thermodynamique
	REULOS René	Physique Industrielle
	RINALDI Renaud	Physique
	ROGET Jean	Clinique de pédiatrie et de puériculture
	SANTON Lucien	Mécanique
	SEIGNEURIN Raymond	Microbiologie et Hygiène
	SENGEL Philippe	Zoologie
	SILBERT Robert	Mécanique des fluides
	SOUTIF Michel	Physique générale
	TANCHE Maurice	Physiologie
	TRAYNARD Philippe	Chimie générale
	VAILLAND François	Zoologie
	VALENTIN Jacques	Physique Nucléaire
	VAUQUOIS Bernard	Calcul électronique
Mme	VERAIN Alice	Pharmacie galénique
M.	VERAIN André	Physique
Mme	VEYRET Germaine	Géographie
MM.	VEYRET Paul	Géographie
	VIGNAIS Pierre	Biochimie médicale
	YOCCOZ Jean	Physique nucléaire théorique

PROFESSEURS ASSOCIES

MM.	BULLEMER Bernhard	Physique
	HANO JUN-ICHI	Mathématiques Pures
	STEPHENS Michaël	Mathématiques Appliquées

PROFESSEURS SANS CHAIRE

MM.	BEAUDOING André	Pédiatrie
Mme	BERTRANDIAS Françoise	Mathématiques Pures
MM.	BERTRANDIAS Jean-Paul	Mathématiques appliquées
	BIAREZ Jean-Pierre	Mécanique
	BONNETAIN Lucien	Chimie minérale
Mme	BONNIER Jane	Chimie générale
MM.	CARLIER Georges	Biologie végétale
	COHEN Joseph	Electrotechnique
	COUMES André	Radioélectricité
	DEPASSEL Roger	Mécanique des Fluides
	DEPORTES Charles	Chimie minérale
	GAUTHIER Yves	Sciences biologiques
	GAVEND Michel	Pharmacologie
	GERMAIN Jean Pierre	Mécanique
	GIDON Paul	Géologie et Minéralogie
	GLENAT René	Chimie organique
	HACQUES Gérard	Calcul numérique
	JANIN Bernard	Géographie
Mme	KAHANE Josette	Physique
MM.	MULLER Jean-Michel	Thérapeutique
	PERRIAUX Jean-Jacques	Géologie et minéralogie
	POULOUJADOFF Michel	Electrotechnique
	REBECQ Jacques	Biologie (CUS)
	REVOL Michel	Urologie
	REYMOND Jean-Charles	Chirurgie générale
	ROBERT André	Chimie papetière
	DE ROUGEMONT Jacques	Neurochirurgie
	SARRAZIN Roger	Anatomie et chirurgie
	SARROT-REYNAULD Jean	Géologie
	SIBILLE Robert	Construction Mécanique
	SIROT Louis	Chirurgie générale
Mme	SOUTIF Jeanne	Physique générale

MAITRES DE CONFERENCES ET MAITRES DE CONFERENCES AGREGES

Mle	AGNIUS-DELORD Claudine	Physique pharmaceutique
	ALARY Josette	Chimie analytique
MM.	AMBLARD Pierre	Dermatologie
	AMBROISE-THOMAS Pierre	Parasitologie
	ARMAND Yves	Chimie
	BEGUIN Claude	Chimie organique
	BELORIZKY Elie	Physique
	BENZAKEN Claude	Mathématiques Appliquées
	BILLET Jean	Géographie
	BLIMAN Samuel	Electronique (ElE)
	BLOCH Daniel	Electrotechnique
Mme	BOUCHE Liane	Mathématiques (CUS)
MM.	BOUCHET Yves	Anatomie
	BOUVARD Maurice	Mécanique des Fluides

MM.	BRODEAU François	Mathématiques (IUT B)
	BRUGEL Lucien	Energétique
	BUISSON Roger	Physique
	BUTEL Jean	Orthopédie
	CHAMBAZ Edmond	Biochimie médicale
	CHAMPETIER Jean	Anatomie et organogénèse
	CHIAVERINA Jean	Biologie appliquée (EFP)
	CHIBON Pierre	Biologie animale
	COHEN-ADDAD Jean-Pierre	Spectrométrie physique
	COLOMB Maurice	Biochimie médicale
	CONTE René	Physique
	COULOMB Max	Radiologie
	CROUZET Guy	Radiologie
	DURAND Francis	Métallurgie
	DUSSAUD René	Mathématiques (CUS)
Mme	ETERRADOSSI Jacqueline	Physiologie
MM.	FAURE Jacques	Médecine légale
	GENSAC Pierre	Botanique
	GIDON Maurice	Géologie
	GRIFFITHS Michaël	Mathématiques Appliquées
	GROULADE Joseph	Biochimie médicale
	HOLLARD Daniel	Hématologie
	HUGONOT Robert	Hygiène et Médecine préventive
	IDELMAN Simon	Physiologie animale
	IVANES Marcel	Electricité
	JALBERT Pierre	Histologie
	JOLY Jean-René	Mathématiques Pures
	JOUBERT Jean-Claude	Physique du Solide
	JULLIEN Pierre	Mathématiques Pures
	KAHANE André	Physique générale
	KUHN Gérard	Physique
	LACOUME Jean-Louis	Physique
Mme	LAJZEROWICZ Jeanninе	Physique
MM.	LANCIA Roland	Physique atomique
	LE JUNTER Noël	Electronique
	LEROY Philippe	Mathématiques
	LOISEAUX Jean-Marie	Physique Nucléaire
	LONGEQUEUE Jean-Pierre	Physique Nucléaire
	LUU DUC Cuong	Chimie Organique
	MACHE Régis	Physiologie végétale
	MAGNIN Robert	Hygiène et Médecine préventive
	MARECHAL Jean	Mécanique
	MARTIN-BOUYER Michel	Chimie (CUS)
	MAYNARD Roger	Physique du Solide
	MICHOULIER Jean	Physique (I.U.T. "A")
	MICOUD Max	Maladies infectieuses
	MOREAU René	Hydraulique (INP)
	NEGRE Robert	Mécanique
	PARAMELLE Bernard	Pneumologie
	PECCOUD François	Analyse (IUT B)
	PEFFEN René	Métallurgie
	PELMONT Jean	Physiologie animale
	PERRET Jean	Neurologie
	PERRIN Louis	Pathologie expérimentale
	PFISTER Jean-Claude	Physique du Solide
	PHELIP Xavier	Rhumatologie
Mlle	PIERY Yvette	Biologie animale

MM.	RACHAIL Michel	Médecine interne
	RACINET Claude	Gynécologie et obstétrique
	RENAUD Maurice	Chimie
	RICHARD Lucien	Botanique
Mme	RINAUDO Marguerite	Chimie macromoléculaire
MM.	ROMIER Guy	Mathématiques (IUT B)
	SHOM Jean Claude	Chimie Générale
	STIEGLITZ Paul	Anesthésiologie
	STOEBNER Pierre	Anatomie pathologique
	VAN CUTSEM Bernard	Mathématiques Appliquées
	VEILLON Gérard	Mathématiques Appliquées (INP)
	VIALON Pierre	Géologie
	VOOG Robert	Médecine interne
	VROUSSOS Constantin	Radiologie
	ZADWORNY François	Electronique

MAITRES DE CONFERENCES ASSOCIES

MM.	BOUDOURIS Georges	Radioélectricité
	CHEEKE John	Thermodynamique
	GOLDSCHMIDT Hubert	Mathématiques
	SIDNEY STUARD	Mathématiques Pures
	YACOUD Mahmoud	Médecine légale

CHARGES DE FONCTIONS DE MAITRES DE CONFERENCES

Mme	BERIEL Hélène	Physiologie
Mme	RENAUDET Jacqueline	Microbiologie

Fait le 30 Mai 1972

La présente étude a été effectuée au Centre d'Etude des Phénomènes Aléatoires et Géophysiques (CEPHAG)(associé au C.N.R.S.), à Grenoble.

Je prie Monsieur le Professeur R. PAUTHENET, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique et de Génie Physique, d'accepter mes sincères remerciements pour l'honneur qu'il me fait en présidant le Jury.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur le Professeur J.L. LACOUME, Directeur du Centre d'Etude des Phénomènes Aléatoires et Géophysiques, qui m'a permis de réaliser cette étude dans son laboratoire. La confiance qu'il m'a accordée et les conseils qu'il m'a prodigués m'ont été précieux.

Monsieur le Professeur BONNET m'a suggéré de prolonger mes études par ce travail et a fait en sorte que je puisse le mener à bien dans le cadre du laboratoire. Qu'il trouve ici mes très sincères remerciements.

Monsieur l'Ingénieur Général des Télécommunications H. MERMOZ, Docteur-ès-Sciences,a suivi avec bienveillance le déroulement de ces travaux et je suis heureux qu'il ait bien voulu accepter de participer à ce Jury et de nous faire bénéficier ainsi de sa grande compétence en la matière.

Je tiens particulièrement à remercier Madame G. JOURDAIN, qui m'a fait bénéficier de ses vastes connaissances et m'a aidé avec beaucoup de patience dans l'élaboration de la partie théorique de ce travail.

M. DUC MAUGE s'est chargé de la réalisation de l'appareillage mécanique. Sa très grande expérience professionnelle, son goût du travail bien fait, ainsi que les initiatives heureuses qu'il a su prendre, m'ont grandement facilité le travail. Je tiens à le remercier très cordialement pour sa précieuse collaboration.

J'adresse également mes remerciements à tous mes camarades et amis du CEPHAG pour l'aide qu'ils m'ont toujours apportée. La complaisance et la sympathie de Mademoiselle U. HENSCHEL m'ont été spécialement précieuses dans la mise au point de ce travail.

MONTAGE D'UN BANC D'ESSAI EN CUVE DESTINE A ETUDIER LA REFLEXION SUR DES OBJETS MOBILES ET IMMOBILES

-°-

RESUME.

Le présent travail décrit la réalisation d'un banc d'essai pour manipulations directes en cuve, en vue d'étudier la réflexion sur des objets mobiles et immobiles, dans le cadre de la mise en évidence de l'existence de la "fonction de diffusion" du milieu représenté par les objets ci-dessus.

Nous présentons brièvement le cadre général de l'étude, en définissant le milieu marin comme un filtre linéaire non homogène. Nous introduisons la notion de filtrage aléatoire qui intervient dans la détermination des caractéristiques et en particulier la fonction de diffusion.

Dans un premier temps, le traitement direct de ce problème paraît impossible, aussi nous nous limitons dans le nombre des paramètres pour définir les conditions réelles de la simulation du milieu. Celui-ci sera constitué par un ensemble d'objets immergés, dont quatre seront mobiles de façon indépendante. Tout d'abord il importe de chiffrer les performances et les précisions de mesures sur un seul élément mobile. La réalisation de l'ensemble implique des travaux importants de mécanique, qui sont décrits dans le présent travail. L'implantation des éléments, pour l'étude des diverses réflexions, est définie et nous décrivons ensuite de façon assez détaillée les divers signaux des chaînes d'émission, de réception et de traitement des signaux, en comparant deux méthodes d'analyse.

Le procédé de simulation du milieu marin permet l'étude de certains échos issus de signaux d'émission assez variés. La description de ces signaux, ainsi que les résultats sont communiqués dans le dernier chapitre.

Il va de soi que le présent travail a pour but de mettre en place un outil adapté à l'étude de la fonction de diffusion. Cette étude sur le traitement direct des signaux échos, bien que difficile et délicate, pourra alors être entreprise et menée à bien.

TABLE DES MATIERES

pages

CHAPITRE 1 - DETERMINATION THEORIQUE DU PROBLEME

Sommaire 1

1.1 Contexte général 2

1.2 Contribution de l'effet DOPPLER 3

1.3 Contraintes imposées par les conditions expérimentales 6

1.4 Introduction de la notion de filtrage 8

1.5 Exemples de représentation du milieu 10

1.6 Filtrage aléatoire 16

CHAPITRE 2 - GENERALITES SUR LES EMISSIONS EN CUVE.

Sommaire 20

2.1 Choix de la fréquence d'émission 21

2.2 Description des transducteurs utilisés 26

CHAPITRE 3 - MONTAGE EXPERIMENTAL REALISE

Sommaire 28

3.1 Réalisation du dispositif d'entraînement des mobiles 29

3.2 Disposition générale des éléments dans la cuve pour l'émission et la réception 35

CHAPITRE 4 - EMISSION, RECEPTION ET ANALYSE DES SIGNAUX

Sommaire 39

4.1 Nécessité d'un changement de fréquence 40

4.2 Description de la chaîne d'émission 45

4.3 Description de la chaîne de réception 46

4.4 Emploi d'enregistreur magnétique 47

4.5 Analyse du signal à traiter 47

CHAPITRE 5 - ETUDE ET RESULTATS DU TRAITEMENT DES ECHOS POUR DIFFERENTES EMISSIONS

Sommaire 57

5.1 Emission monochromatique 58

5.2 Double émission monochromatique 62

5.3 Emission de signaux autres que des fréquences pures 65

pages

CONCLUSION 72

LEGENDE DES PLANCHES 73

PLANCHES 74-79

LISTE DES FIGURES 80

FIGURES 81-106

BIBLIOGRAPHIE 107

CHAPITRE 1

DETERMINATIONS THEORIQUES DU PROBLEME

-°-

SOMMAIRE.

Ce chapitre esquisse les fondements théoriques du problème de transmission aléatoire, dans un milieu comparable au milieu marin, c'est-à-dire un milieu constitué par un grand nombre d'éléments réfléchissants et en mouvement.

On étudie tout d'abord le problème de la réflexion sur un mobile et on caractérise le signal de retour en fonction des paramètres de ce réflecteur. Puis on étend cela à un grand nombre d'objets réfléchissants, caractérisés par des paramètres différents. Cela conduit à une expression de l'écho qui est linéaire en fonction des échos élémentaires.

On interprête ensuite la relation signal reçu = fonction du signal émis comme un filtrage linéaire non homogène par suite de la mobilité des réflecteurs. On étend cela au cas où les paramètres des réflecteurs sont considérés comme aléatoires, ce qui conduit à une description du milieu sous forme de filtre aléatoire dont on étudiera les propriétés statistiques.

1.1 CONTEXTE GENERAL.

Le montage et la mise en oeuvre de ce banc d'essai pour manipulations directes en cuve s'intègre dans l'étude très générale du milieu marin considéré comme filtre aléatoire et à paramètres variables. Le but fondamental de ces travaux est l'introduction et, par divers tests, la connaissance de la fonction de diffusion caractérisant le milieu. [1].

Mais il convient tout d'abord de définir le milieu. De façon générale, le milieu marin est constitué par une multitude de micro-particules, qu'il est absolument impossible de séparer les unes des autres. On peut dire que le milieu est alors constitué d'un très grand nombre de diffuseurs individuels mobiles et situés arbitrairement,sans que l'on puisse connaître les paramètres de ceux-ci. Ainsi, lorsque l'on émet un signal dans un tel milieu, l'écho reçu tient compte des multiples réflexions, c'est ce que l'on appelle la réverbération de volume (c'est en général le "bruit" qui noie l'écho). Cette réverbération est propre à la constitution du milieu marin réel et si l'on considère le modèle donné ci-dessus, on ne peut atteindre les éléments réflecteurs et diffusants. Il faut considérer le signal de réception de façon globale et c'est à partir du signal de réception que l'on essaie de connaître le milieu. C'est pour cela que nous avons essayé de simuler un milieu comparable au milieu marin réel, mais tel que l'on soit maître des paramètres des éléments réfléchissants.

On réalise un milieu constitué de réflecteurs pouvant avoir une situation et une vitesse propres (on pourrait multiplier d'ailleurs les paramètres tels que : dimension et nature des éléments).

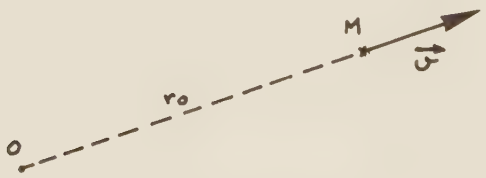
Ainsi, à ce niveau, il est possible de décomposer les divers éléments et tout d'abord il convient de déterminer la modification du signal d'entrée par la réflexion sur des réflecteurs mobiles.

C'est en fait la modification du signal d'émission par effet DOPPLER.

1.2 CONTRIBUTION DE L'EFFET DOPPLER.

1.21 Sur un seul mobile. [2].

Soit un émetteur situé au point 0 et un obstacle situé en M, distant de r_o et possédant une vitesse radiale $\vec{v}$.



Supposons que pendant la réflexion $\vec{v}$ reste constant. L'équation du mouvement de M projeté sur la droite OM est $r = r_o + v(t-t_o)$, où t_o = l'instant d'émission.

Si l'on prend pour origine des temps l'instant d'émission $t_o = 0$,

soit $r = r_o + vt$,

l'émetteur envoie $e(t)$, signal qui peut toujours être

décomposé sous la forme

$$e(t) = \int \delta(t-\tau)\, e(\tau)\, d\tau$$

et on cherche l'écho de l'impulsion $\delta(t-\tau)$. L'impulsion est émise à l'instant τ , elle arrive sur l'obstacle à l'instant τ' tel que

$$c(\tau'-\tau) = r_o + v\tau'$$

(c = célérité du son dans l'eau)

c'est-à-dire :

$$\left[\begin{array}{l}\text{distance parcourue par le} \\ \text{signal entre } \tau \text{ et } \tau'\end{array}\right] = \left[\begin{array}{l}\text{distance parcourue par} \\ \text{la cible à } \tau'\end{array}\right]$$

On tire la valeur de τ'

$$\tau' = \frac{\tau + r_o/c}{1 - v/c}$$

l'impulsion se réfléchit sur l'obstacle et revient en 0 à l'instant τ'' tel que

$$c(\tau''-\tau') = r_o + v\tau'$$

soit

$$\tau'' = \frac{c + v}{c - v}\,\tau + \frac{2r_o}{c - v}$$

Pour déterminer l'amplitude de l'écho il faut tenir compte :

- du coefficient de réflexion b ;

- d'un coefficient $\gamma_{(v)}$ que l'on doit pouvoir déterminer en faisant le bilan énergétique du système ;

- de l'affaiblissement du signal en fonction de la distance parcourue.

Soit l'expression :

$$b\gamma_{(v)} \cdot \alpha^2(r_o + v\tau') \, \delta(t - \tau")$$

en remplaçant τ' et $\tau"$ par leur valeur en fonction de τ :

$$b.\gamma_{(v)} \cdot \alpha^2\left(\frac{r_o + v\tau}{1 - \frac{v}{c}}\right) \cdot \delta\left(t - \frac{c + v}{c - v}\tau - \frac{2r_o}{c - v}\right) = s_\delta(t - \tau)$$

C'est la réponse à l'instant $\tau"$ de l'impulsion d'émission.

On peut dire que l'écho global est dû à la somme de tous les échos, tel que

$$S(t) = \int s_\delta(t - \tau) \, . \, e(\tau) \, d\tau$$

soit

$$S(t) = b.\gamma_{(v)} \frac{c - v}{c + v} \alpha^2\left[\frac{c}{c + v}(r_o + vt)\right] e\left[\frac{c - v}{x + v} \; t - \frac{2r_o}{c + v}\right]$$

La seule hypothèse faite est que le mouvement de l'obstacle est uniforme, tout en sachant que le milieu de propagation est non dispersif ; ce qui revient à dire qu'à une impulsion émise correspond une impulsion écho.

Si la vitesse de l'obstacle est faible devant la vitesse du son dans l'eau, $\gamma_v \cdot \frac{c-v}{c+v}$ est négligeable et on peut admettre que, pendant la réflexion du signal en M, la distance r_o a peu varié et $\alpha^2_{(r_o)}$ est resté constant. Soit

$$S(t) = b'\alpha^2_{(r_o)} \cdot e\left[(1 - \frac{2v}{c})\, t - \frac{2r_o}{c}\,(1 - \frac{v}{c})\right]$$

Pour la réflexion sur un seul mobile, tout est entièrement connu et à $e(t)$ correspond $\beta.S(Kt - \theta)$.

1.22 Sur plusieurs mobiles.

Lorsqu'il y a plusieurs mobiles, il faut tenir compte de tous les $r_{o(i)}$ et de tous les v_i. Le signal de réception sera de la forme :

$$Y(t) : \sum_i b'_i\, \alpha^2_{r_{oi}} \cdot e\left[(1 - \frac{2v_i}{c})t - \frac{2r_{oi}}{c}\,(1 - \frac{v_i}{c})\right] \qquad (1)$$

en supposant toujours l'émission de $e(t)$ sur des mobiles animés de vitesse radiale v_i et situés à des distances r_{oi} à l'instant de l'émission.

1.3 CONTRAINTES IMPOSEES PAR LES CONDITIONS EXPERIMENTALES.

Nous sommes obligés de parler très brièvement du montage utilisé (qui sera développé dans la suite), afin de mettre en évidence les contraintes rencontrées.

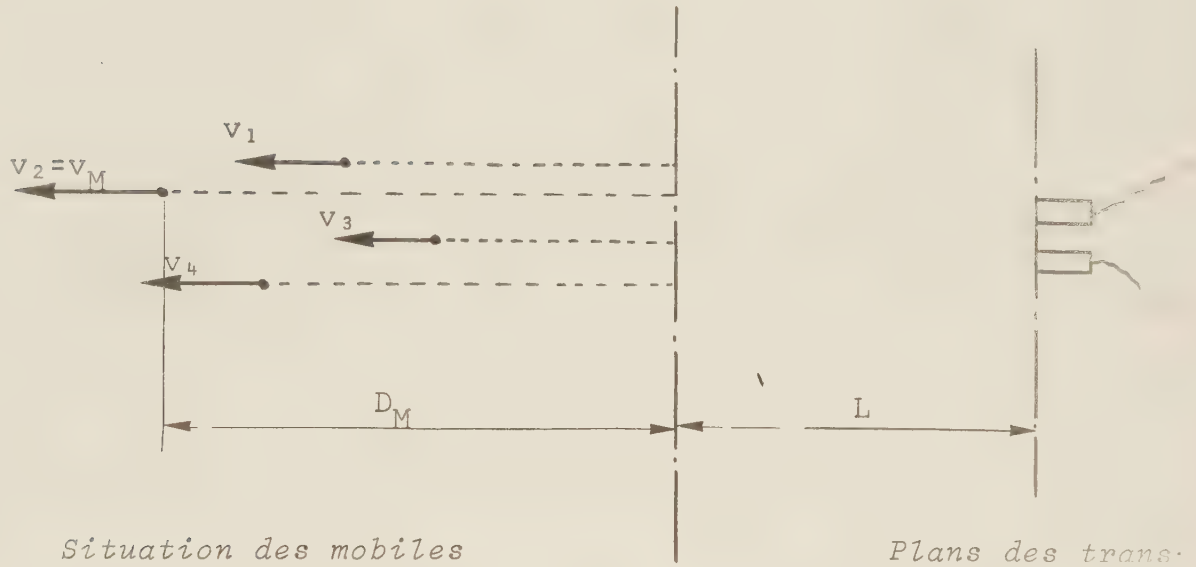
- L'utilisation d'un seul type de mobile fixe

$$b_i = b_o$$

soit un coefficient de réflexion unique.

- Les conditions initiales sont imposées par des contraintes technologiques. Au repos, tous les mobiles sont alignés à une distance L du plan des transducteurs. A un instant donné, tous les mobiles sont animés de leur vitesse propre simultanément. Dès que le mobile le plus rapide atteint la distance D_M, il y a émission du signal e(t) et l'on peut définir chaque r_{oj} à cet instant par

$$r_{oj} = L + v_j \frac{D_M}{v_M}$$



Situation des mobiles à l'instant de l'émission

Alignement des mobiles au repos

Plans des transducteurs

L = distance du plan des émetteurs au plan de repos des mobiles (c'est une distance fixe).

D_M = distance parcourue par le mobile le plus rapide entre la mise en vitesse simultanée de tous les mobiles et l'instant d'émission.

v_M = vitesse du mobile le plus rapide.

Ceci lie de façon fonctionnelle r_{oj} à v_j et ce sera une limitation de la formule générale donnée en (1), qui devient :

$$Y_{(t)} = \sum_i b' \alpha^{2 \cdot (L + v_i \frac{D_M}{v_M})} \cdot e\left[(1 - \frac{2v_i}{c})t - \frac{2L + \frac{v_i}{v_M} D_M}{c + v_i}\right] \qquad (1 \text{ bis})$$

de la forme

$$Y_{(t)} = \sum_i \beta^2_i \cdot e(K_i t - \theta_i) \qquad (2)$$

Le signal $Y_{(t)}$ est alors la somme de signaux distincts ayant une amplitude propre, un coefficient de compression propre et un élément de retard déterminé, le tout étant fonction uniquement de la vitesse.

1.4 INTRODUCTION DE LA NOTION DE FILTRAGE.

Nous venons de déterminer

$$Y_{(t)} = \sum_i \beta_i^2 \, e(K_i t - \theta_i)$$

que l'on peut écrire

$$Y_{(t)} = \sum_i \beta^2_i \iint \delta(K - K_i \, , \theta - \theta_i) \, e(Kt - \theta) \, dK d\theta$$

$$= \iint e(Kt - \theta) \left[\sum_i \beta^2_i \delta(K - K_i \, , \theta - \theta_i)\right] dK d\theta$$

$$Y_{(t)} = \iint e(Kt - \theta) \, G(K,\theta) \, dK d\theta \qquad (3)$$

Cette équation rappelle l'équation de filtrage linéaire non homogène telle que

$$Y_{(t)} = \int g(t,\xi)\, e(t - \xi)\, d\xi \qquad (4)$$

(rappelons que $g(t,\xi)$ est la réponse à l'instant t d'une impulsion excitant le filtre ξ secondes avant t).

Montrons que l'équation (3) est un cas particulier de l'équation (4).

En effet, pour $e(t) = \delta(t - \xi)$

$$e(Kt - \theta) = \delta(Kt - \theta - \xi)$$

$$H(t,\xi) = \iint \delta(Kt - \theta - \xi)\, G(K,\theta)\, dK d\theta$$

$$H(t,\xi) = \int G(K,\ Kt - \xi)\, dK$$

$$g(t,\xi) = H(t,\ t-\xi)$$

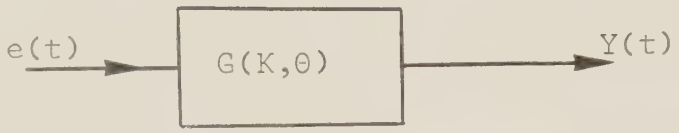
$$= \int G[K,\ Kt - (t-\xi)]\, dK$$

$$g(t,\xi) = \int G(K,\ Kt-t+\xi)\, dK$$

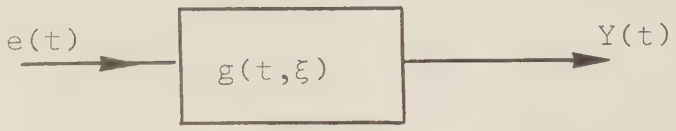
Ceci montre que le modèle réverbérant est bien un cas particuler du filtre linéaire non homogène.

Il existe alors deux représentations du milieu :

- la représentation (3)



- la représentation (4)



Comparons les deux représentations en utilisant quelques exemples.

1.3 EXEMPLES DE REPRESENTATION DU MILIEU.

Considérons tout d'abord des cas simples.

1.31 Cas d'un seul réflecteur immobile affectant le signal d'un retard θ_o .

* Dans la représentation (4) de $Y_{(t)}$

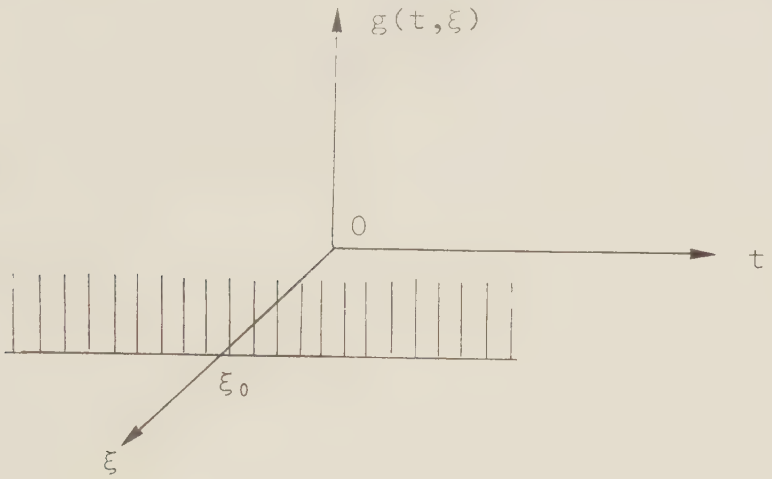
$$g(t,\xi) = \beta^2 \, \delta(\xi - \theta_o)$$

$$Y_{(t)} = \int e(t - \xi) \, \beta^2 \, \delta(\xi - \theta_o) \, \delta\xi$$

$$Y_{(t)} = \beta^2 \, e(t - \theta_o)$$

Dans ce cas très simple, seul le retard intervient. Graphiquement $g(t,\xi)$ se représente par un demi plan parallèle à l'axe $0t$, situé en θ_o et perpendiculaire au plan $(\xi.0t)$.

g est indépendant de t, le filtre est homogène.

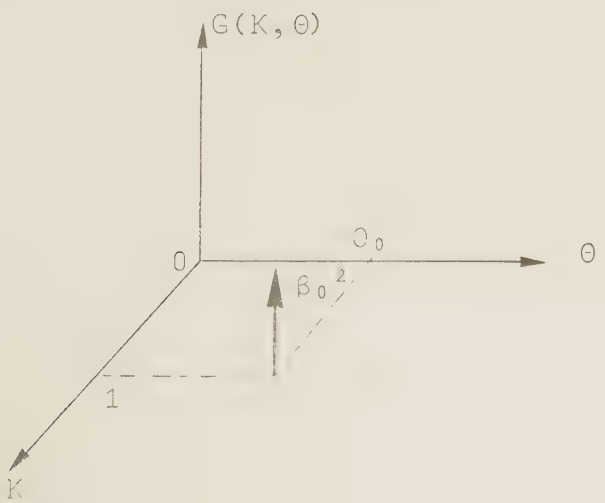


* Dans la représentation de $Y_{(t)}$ donnée en (3)

$$G(K,\theta) = \beta^2 \, \delta(\theta - \theta_o \, , \, K - 1)$$

$$Y_{(t)} = \beta^2 \int e(Kt - \theta) \, \delta(K - 1 \, , \, \theta - \theta_o) \, d\theta$$

$$Y_{(t)} = \beta^2 \, e(t - \theta_o)$$



1.52 Cas de plusieurs réflecteurs immobiles.

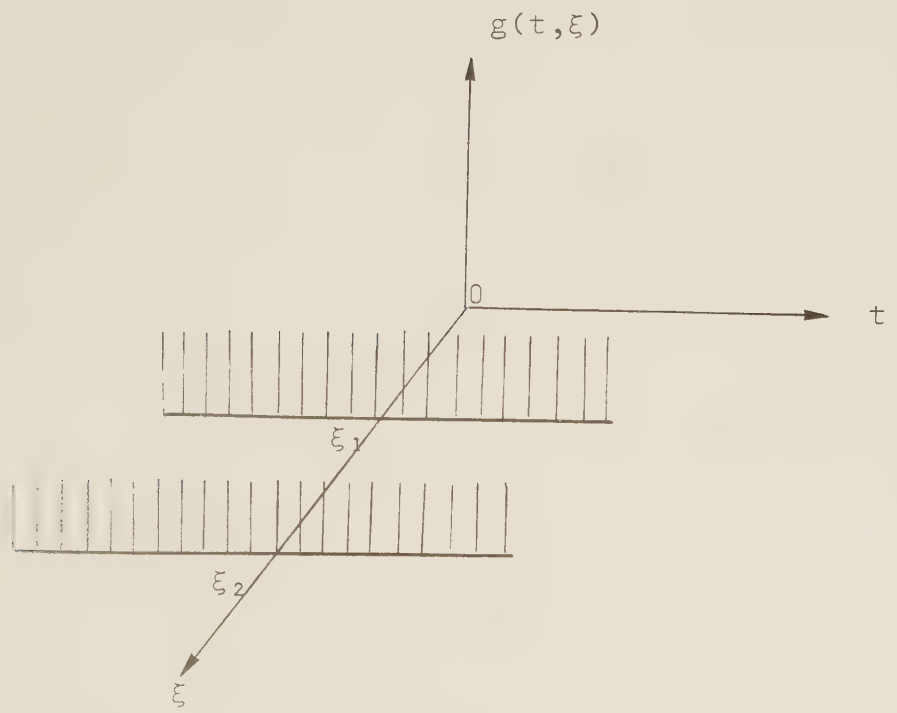
Le raisonnement est le même que précédemment et les deux représentations sont possibles :

* $Y_{(t)}$ donné en (4) :

$$g(t,\xi) = \sum_{i=1}^{n} \beta_i^2 \, \delta(\xi - \theta_i)$$

ce qui conduit à

$$Y_{(t)} = \sum_{i} \beta^2{}_i \, e(t - \theta_i)$$

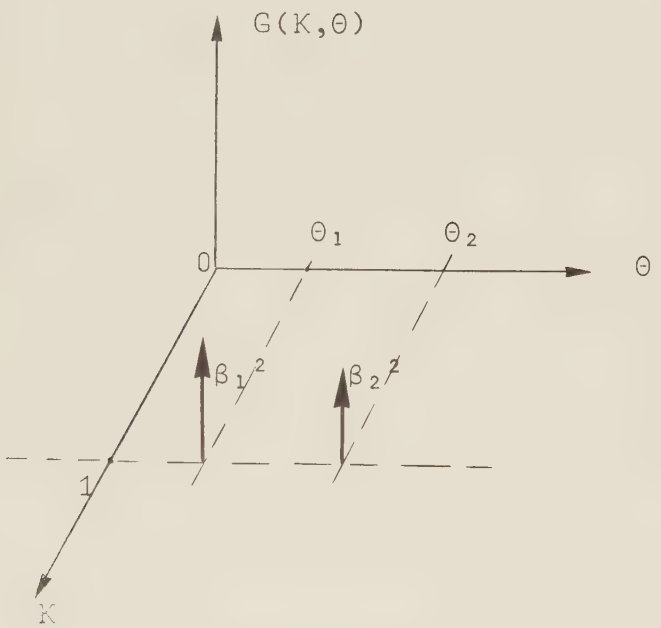


* $Y_{(t)}$ donné par (3)

$$G(K,\Theta) = \sum_i \beta_i^2 \, \delta(\Theta - \Theta_i \, , \, K - 1)$$

$$Y_{(t)} = \sum_i \beta_i^2 \, e(t - \Theta_i)$$

Le filtre qui à $e(t)$ fait correspondre $Y_{(t)}$, est toujours homogène.



1.53 Cas d'un seul réflecteur animé d'une vitesse v_o.

L'écho correspondant sera affecté d'un retard Θ_o et d'un facteur DOPPLER K_o ($K_o \neq 1$).

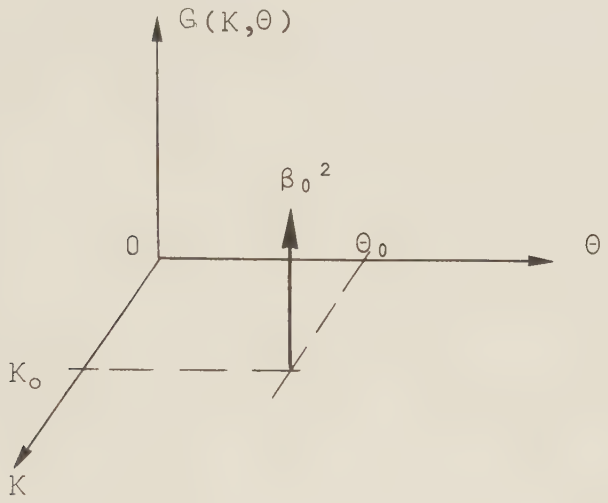
* Pour la forme de $Y_{(t)}$ donnée en (3) , la représentation de $G(K,\Theta)$ est assez simple.

$$G(K,\Theta) = \beta^2 \, \delta(\Theta - \Theta_o \, , \, K - K_o)$$

soit

$$Y_{(t)} = \beta^2 \iint e(Kt - \Theta) \, . \, \delta(\Theta - \Theta_o \, , \, K - K_o) \, dKd\Theta$$

$$Y_{(t)} = \beta^2 \, e(K_o t - \Theta_o)$$



Le filtre de réponse $G(K,\Theta)$ n'est plus homogène, nous sommes effectivement dans le cas général décrit dans le paragraphe 1.4.

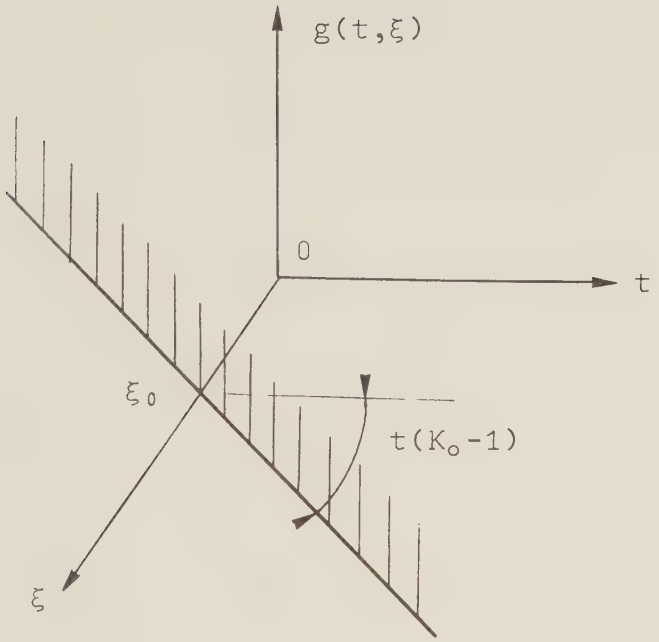
* Pour la représentation graphique de $Y_{(t)}$ donnée en (4) on obtient

$$g(t,\xi) = \beta^2{}_o \, \delta(K_o t - t + \xi - \xi_o)$$

soit

$$g(t,\xi) = \beta^2{}_o \, \delta[t(K_o - 1) + \xi - \xi_o]$$

$$Y_{(t)} = \beta^2{}_o(K_o t - \xi_o)$$



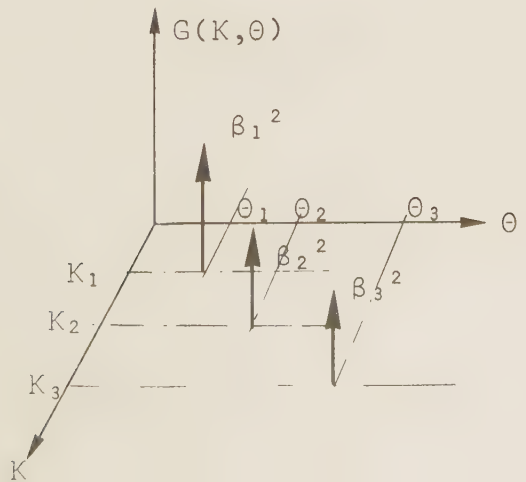
1.54 Cas de plusieurs réflecteurs mobiles.

Le raisonnement est alors identique au précédent.

* La représentation (3) conduit à

$$G(K,\Theta) = \sum_i \beta^2{}_i \, \delta(K - K_i \, , \Theta - \Theta_i)$$

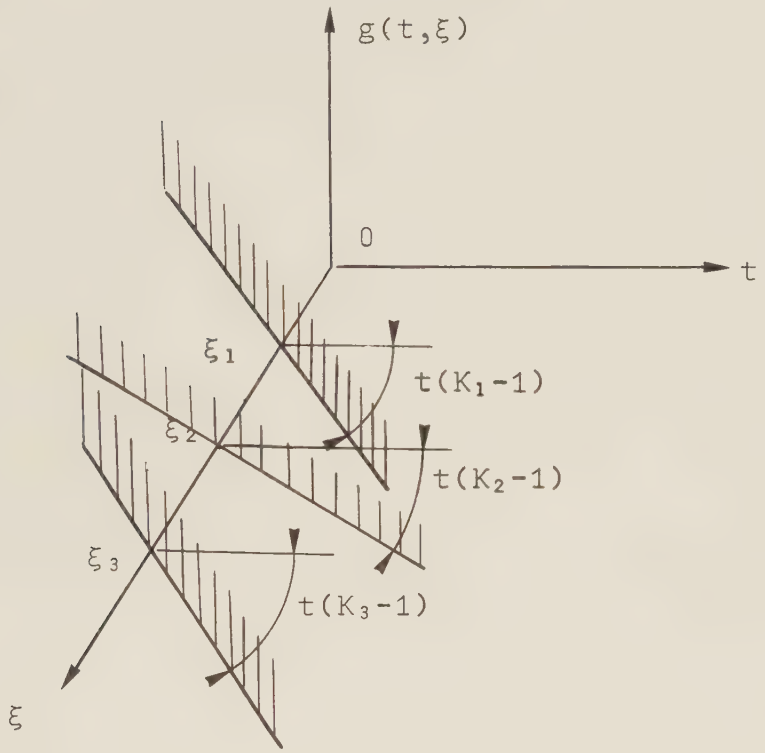
$$Y_{(t)} = \sum_i \beta^2{}_i \, e(K_i t - \Theta_i)$$



* La représentation (4) donne

$$g(t,\xi) = \sum_i \beta^2_i \, \delta[t(K_i - 1) + \xi - \xi_i]$$

$$Y_{(t)} = \sum_i \beta^2_i \, e(K_i t - \xi_i)$$



1.6 FILTRAGE ALEATOIRE [6],[7],[8],[9].

En fait, la représentation du milieu marin comme filtre non homogène est insuffisante, car les paramètres du type K_i et Θ_i vus ci-dessus sont des quantités aléatoires. Le passage de $e(t)$ à $Y_{(t)}$ n'est plus une transformation du type certain, mais du type aléatoire et le but final de cette étude est de déterminer les propriétés statistiques moyennes de ce filtre aléatoire.

Rappelons alors l'équation de filtrage (3) :

$$Y_{(t)} = \iint e(Kt - \theta) \cdot G(K,\theta)\, dK d\theta$$

dans laquelle maintenant $G(K,\theta)$ est une fonction aléatoire. Les propriétés statistiques du second ordre du filtre sont celles de la fonction G, soit

la valeur moyenne $E\{G(K,\theta)\}$

la covariance $E\{G(K,\theta) \cdot G(K',\theta')\}$

Dans le cas des filtres non homogènes du type (4)

$$Y_{(t)} = \int e(t - \xi)\, g(t,\xi)\, d\xi$$ cité en [6],[7],[8],

la fonction aléatoire représentant le filtre était la fonction $g(t,\xi)$ ou encore sa transformée de FOURIER vis-à-vis de la variable t.

$$U(\nu,\xi) = \int g(t,\xi)\, e^{-2i\pi\nu t}\, dt$$

La sortie s'écrit alors

$$Y_{(t)} = \iint e(t - \xi)\, U(\nu,\xi)\, e^{+2i\pi\nu t}\, d\nu d\xi$$

L'interprétation pratique est la suivante : la sortie est la somme des échos retardés de ξ, affectés d'un coefficient DOPPLER ν et la "quantité de signal" affectée du retard ξ et du DOPPLER ν est $U(\nu,\xi)$.

Les propriétés moyennes du filtre sont dans ce cas là :

$$E\{U(\nu,\xi)\}$$

$$E\{U(\nu,\xi) \cdot U(\nu',\xi') = \Gamma_U$$

et dans le cas où Γ_U est de la forme

$$\Gamma_U = SC(\nu,\xi) \cdot \delta(\xi - \xi') \cdot \delta(\nu - \nu')$$

(Hypothèses WSSUS), voir [9].

On appelle fonction de diffusion la quantité $SC(\nu,\xi)$.

On interprète l'hypothèses WSSUS en disant que les pondérations $U(\nu,\xi)$ ne sont pas correlées vis-à-vis des DOPPLER, ni vis-à-vis des retards.

Dans notre cas, on définit une nouvelle "fonction de diffusion" par la quantité $SC(K,\theta)$ telle que

$$\Gamma_G = SC(K,\theta)\ \delta(K - K')\ \delta(\theta - \theta')$$

en interprétant de la même façon que ci-dessus.

On s'intéressera, en ce qui nous concerne, à mettre en évidence cette "fonction de diffusion". Pour ce faire, nous étudierons les propriétés moyennes du signal de sortie $Y_{(t)}$; (Y(t) : fonction aléatoire), soit essentiellement :

- l'espérance (ou valeur moyenne) $E\{Y_{(t)}\}$ et la

- covariance (ou autocorrélation) $E\{Y_{(t_1)} \cdot Y_{(t_2)}\}$

On montre en effet [1] que l'on peut tester cette hypothèse sur le milieu, à l'aide du signal de sortie.

Dans notre cas, les variables aléatoires conduisant à la fonction aléatoire $G(K,\Theta)$ sont les vitesses radiales v_i des réflecteurs et leur position lorsque cela sera possible. L'étude se fera lorsque les vitesses seront indépendantes (hypothèse WSSUS) et dépendantes. L'émission aura alors des formes diverses, selon ce que l'on étudiera : ce sera par exemple : signal monochromatique pour l'étude de la covariance du milieu , bruit blanc à bande étroite, signaux modulés linéairement en fréquence (M.L.F.) pour la détermination de la valeur moyenne.

La mise en oeuvre de toutes ces manipulations implique la réalisation mécanique des réflecteurs, ainsi que la connaissance précise des possibilités de l'appareillage.

Nous nous bornerons tout d'abord à l'étude systématique d'une première réalisation, afin de chiffrer les divers résultats escomptés.

CHAPITRE 2

GENERALITES SUR LES EMISSIONS EN CUVE

-°-

SOMMAIRE.

Nous mentionnons dans ce chapitre différents problèmes posés par la réalisation en cuve de manipulations relatives à l'étude de la propagation et de la réflexion de signaux acoustiques.

Afin d'obtenir des signaux de réception significatifs des réflecteurs, à l'exclusion d'échos parasites dûs aux réflexions multiples sur les parois de la cuve ou la surface de l'eau, il est nécessaire de déterminer la fréquence d'émission. Celle-ci est définie à partir du coefficient d'absorption de l'eau, ainsi que du rapport de dimensions entre les réflecteurs et la longueur d'onde du signal émis. Les signaux d'émission et de réception transitent par des hydrophones, qu'il faut également définir ; c'est ce qui est fait en fin de chapitre.

2.1 CHOIX DE LA FREQUENCE D'EMISSION.

La cuve que nous possédons mesure 5 mètres de longueur, 3 mètres de largeur et 2 mètres de profondeur. Il s'agit d'un bassin de petites dimensions, ce dont il faut tenir compte pour la détermination de la fréquence d'émission. Pour cela, deux éléments sont à considérer :

2.11 Le coefficient d'absorption de l'eau.

Celui-ci doit être grand, c'est-à-dire que le signal émis doit s'atténuer rapidement, de façon que seul l'écho provenant de la première réflexion sur le mobile soit pris en compte dans le signal de réception, à l'exclusion de toutes les réflexions parasites sur les parois et le fond de la cuve et sur la surface de l'eau.

De façon générale, le coefficient d'absorption de l'eau est proportionnel au carré de la fréquence f [10], [11], [12], [13] et si f est supérieur à 1 MHz, on peut utiliser la formule approchée

$$a_o = 130\ f^2$$

avec :

a en dB/km
f en MHz

Dans ce cas, si l'on choisit f = 2 MHz, on obtient :

$$a_o \neq 0{,}5 \text{ dB/m.}$$

Il s'agit d'une valeur de a_o suffisamment élevée pour rendre négligeable les phénomènes parasites,dans la mesure où la directivité des transducteurs est assez grande (nous définirons cette quantité ultérieurement).

En choisissant une fréquence plus basse pour l'émission, 20 kHz par exemple, l'absorption est alors plus faible et compte tenu des dimensions de la cuve, le rapport entre le signal utile et les signaux parasites n'est plus assez grand. D'autre part, la détermination du coefficient d'absorption est plus délicate, car intervient alors la température de l'eau.

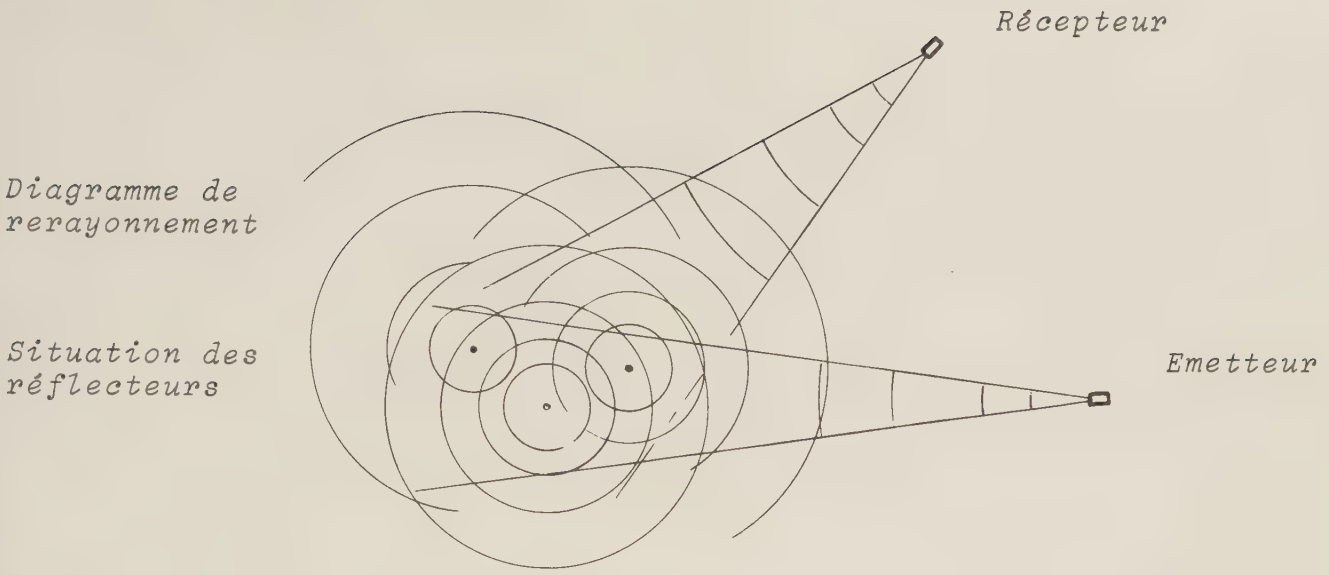
Nous venons de définir un élément pour la détermination de la fréquence d'émission, l'autre facteur est la nature des objets immergés.

2.12 Nature des objets immergés.

Nous pouvons dès à présent définir le but de la manipulation comme étant la réalisation d'un écho constitué d'une source de réflexions sur des objets bien définis lors d'une émission unique. Il faut donc, de façon précise, tenir compte de la contribution propre de chaque réflecteur. Nous avons pour cela retenu la solution qui consiste à utiliser pour réflecteurs des fils de diamètre d , placés verticalement dans l'eau.

Cette solution a été retenue, car il est possible et relativement facile, d'entraîner plusieurs fils dans l'eau, sans trop de remous ; d'en loger plusieurs dans une zone de faible diamètre et de supprimer l'effet de masque d'un mobile sur l'autre. Pour cela il convient de choisir correctement le rapport $\frac{d}{\lambda}$ pour se situer dans le cas de la diffusion. En effet, pour un obstacle rigide, petit devant la longueur d'onde du signal d'émission (λ) , on obtient une diffraction uniforme dans toutes les directions : c'est ce qu'on appelle la diffusion.

D'autre part, les objets étant de petite dimension vis-à-vis de l'excitation extérieure, ils ne portent pas d'ombre et ne masquent pas d'autres réflecteurs, quelle que soit la situation de la réception.



Nous avons tracé, figure 1, les sections des diagrammes de l'onde diffractée par un fil rigide de diamètre d et pour divers rapports $\frac{d}{\lambda}$.

De façon pratique, on obtient des résultats satisfaisants lorsque $d \simeq \frac{\lambda}{\Pi}$.

Il est facile de déterminer d pour une fréquence d'émission de 2 MHz.

On sait que $\lambda = \frac{c}{f}$

avec : c = Célérité du son dans l'eau = 1 500 m/s
f = fréquence d'émission en Hz.

Soit $\lambda = 0{,}75$ mm

On obtient la valeur de d :

$d : \frac{0{,}75}{\Pi}$ mm.

Nous avons choisi pour réflecteurs des fils d'acier de diamètre $d = \frac{25}{100}$ mm.

L'acier pour cette utilisation est un matériau intéressant, car il a une bonne résistance à l'élongation. Ceci est important, car le fil doit rester bien tendu, malgré la pression de l'eau, lorsqu'il est en mouvement.

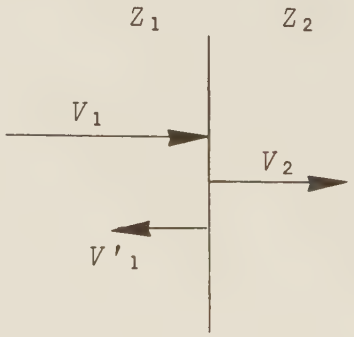
L'acier, par ailleurs, a une impédance acoustique bien supérieure à l'impédance acoustique de l'eau, ce qui entraîne une réflexion importante. Le coefficient de réflexion r est

$$r = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad \text{(dans le cas de réflexion plane),}$$

avec Z_2 = impédance acoustique de l'acier
$\simeq 50.10^6$ kg/m^{2}s

Z_1 = impédance acoustique de l'eau
$\simeq 1{,}5.10^6$ kg/m^{2}s

soit $$r = \frac{50 - 1{,}5}{50 + 1{,}5}$$

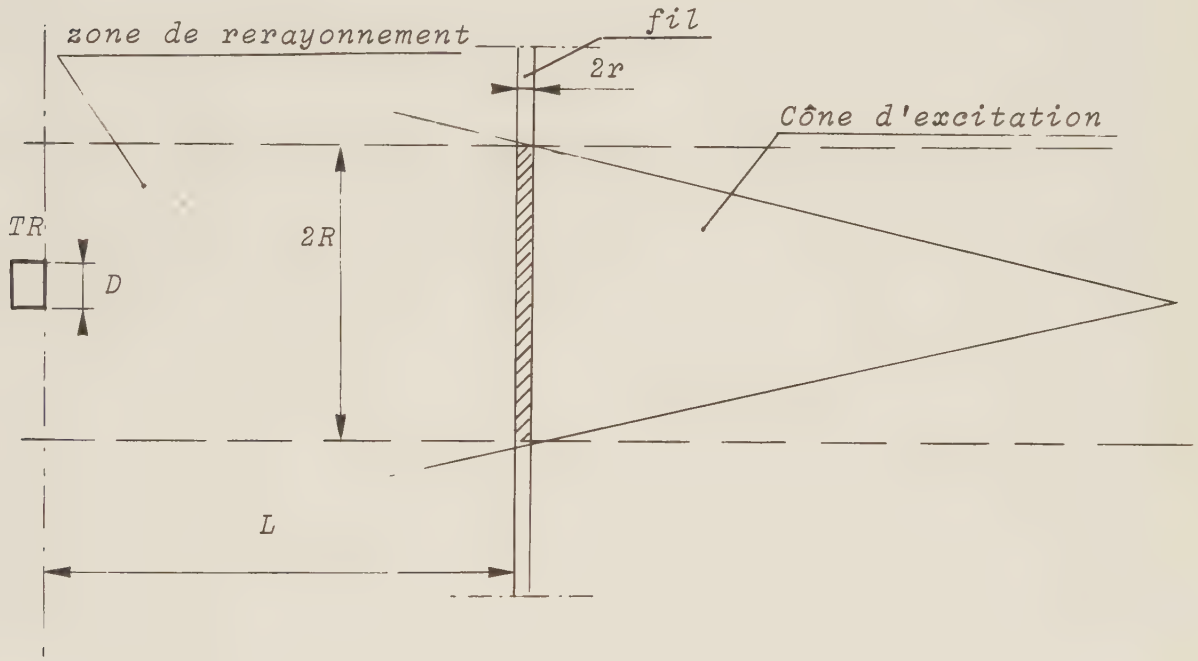


Ce coefficient de réflexion est positif ; il y a donc réflexion sans changement de signe de l'amplitude du signal incident émis. Il est évidemment incorrect de déterminer le coefficient de réflexion de cette manière pour notre cas ; par contre, il peut être déterminé approximativement en considérant que le fil est excité par le transducteur émetteur sur une longueur déterminée. Il emmagasine alors une certaine énergie, qu'il redistribue dans tout l'espace. L'énergie récupérée par le transducteur récepteur ne sera alors qu'une très faible partie de l'énergie émise. On peut se faire une idée du rapport entre l'énergie émise et l'énergie reçue par ce calcul très simple :

Soit P_e l'énergie émise . En supposant négligeables les pertes de propagation, on peut considérer qu'à la distance L du transducteur, l'énergie émise est répartie sur une surface correspondant à la section de rayon R du cône d'émission. Si dans cette section se trouve le fil de rayon r , il emmagasine une énergie P_f telle que

$$P_f = P_e \times \frac{2R.2r}{\pi R^2}$$

en négligeant la divergence géométrique et en supposant que l'énergie emmagasinée par le fil est retransmise dans tout l'espace suivant un cylindre de hauteur 2R.



Si un transducteur récepteur de diamètre D est situé à une distance L du fil, l'énergie qu'il recevra sera l'énergie transmise par le fil, mais multipliée par le rapport des surfaces, soit

$$P_r = P_f \frac{\pi \frac{D^2}{4}}{2\pi L.2R}$$

soit, en remplaçant

$$\frac{P_r}{P_e} = K \frac{r.D^2}{4\pi LR^2}$$

Le coefficient K tient compte de la divergence géométrique du système, des lobes secondaires d'émission, de l'absorption du milieu.

On peut fixer arbitrairement $0,1 < K < 1$

Dans notre cas, si l'on fait l'application numérique avec :

L = 1 m
r = 0,1 mm
D = 20 mm
K = 0,1
R = 40 mm R = L tg α avec α = 2°

on obtient approximativement

$\frac{P_r}{P_e}$ de l'ordre de 10^{-6} = 60 dB.

Il faut considérer ce rapport comme très faible, mais ceci n'est pas un gros handicap, puisqu'il est facile d'amplifier le signal issu du transducteur récepteur (notons dès à présent que le gain en tension de l'amplificateur de la chaîne de réception est de 625 environ).

2.2 DESCRIPTION DES TRANSDUCTEURS UTILISES.

L'émission et la réception des signaux dans la cuve se font avec des transducteurs identiques. Ils ont été réalisés au laboratoire, à partir de pastilles circulaires piézoélectriques, amorties par un barreau d'araldite chargée. On obtient un coefficient de surtension proche de 4, pour une fréquence fondamentale

de 2 000 kHz approximativement. La figure N° 2 montre les diverses bandes passantes des transducteurs. Notons ici que les transducteurs 1 et 2 sont utilisés à l'émission, le numéro 3 à la réception. La directivité de ces trois transducteurs est de 2° pour un diamètre de pastille de 20 mm. Ils sont montés sur des supports qui permettent de les orienter dans tous les sens.

Sur la photo 1 de la planche 2 nous voyons les détails du dispositif d'orientation des transducteurs.

Il faut encore noter que les transducteurs sont immergés à environ 30 cm sous la surface de l'eau.

CONCLUSION.

Compte tenu des dimensions de la cuve que nous possédons, nous venons de définir la gamme de fréquence des signaux d'émission. Celle-ci, autour de 2 MHz, est fixée par un coefficient d'absorption de l'eau élevé (0,5 dB/m) et aussi par la nature des réflecteurs. Ils sont en fait constitués par des fils d'acier de diamètre d = 25/100 mm, tendus verticalement dans l'eau. Le rapport $\frac{d}{\lambda}$ est tel qu'il y a diffusion sur chaque fil et le diamètre d des fils étant petit, il évite les effets de masque d'un fil par un autre.

Les transducteurs utilisés sonttout à fait appropriés, puisqu'ils ont une bande passante compatible avec avec la bande de fréquence des signaux émis, qu'ils sont à relativement large bande et qu'ils ont surtout une directivité très aiguë de 2°.

CHAPITRE 3

MONTAGE EXPERIMENTAL REALISE

-°-

SOMMAIRE.

Avant de décrire le dispositif que nous avons choisi pour l'entraînement des réflecteurs, nous définissons l'ordre de grandeur des vitesses à atteindre, compte tenu des variations de fréquence par effet DOPPLER à obtenir et du nombre total de réflecteurs mobiles.

Ceci étant posé, nous décrivons le dispositif. Il consiste à rendre solidaire le fil actif d'un chariot porte-fil qui glisse sur un rail. Les deux fonctions, guidage et entraînement sont bien dissociées. Le guidage est unique pour tous les réflecteurs mobiles, alors que l'entraînement est absolument indépendant pour chaque chariot. L'entraînement se fait par des moteurs à courant continu, que l'on définit, ainsi que leur alimentation électrique, tout en tenant compte des protections nécessaires des circuits électroniques annexes. Le dispositif complet étant décrit, il importe de chiffrer les différentes mesures de vitesse.

Nous considérons ensuite la géométrie des éléments dans le cuve, de façon à traiter les échos à DOPPLER positifs et négatifs. Ceci débouche alors sur la description générale d'une manipulation et sur la description des signaux de réception.

3.1 REALISATION DU DISPOSITIF D'ENTRAINEMENT DES MOBILES.

Le déplacement des fils devra se faire de façon indépendante et à vitesse constante pendant la durée d'une manipulation.

Nous nous bornerons, pour des raisons de conception, à la réalisation de quatre fils mobiles.

Afin de pouvoir engendrer des variations de fréquence par effet DOPPLER de l'ordre de 1 %, il convient de donner aux fils des vitesses dont l'ordre de grandeur est de 7,5 m/s. Ceci implique un dispositif d'entraînement des fils assez élaboré. Pour ce faire, chaque fil est solidaire d'un chariot qui glisse sur un rail.

Deux fonctions fondamentales sont alors dissociées : la fonction guidage, unique pour tous les chariots porte-fil et la fonction entraînement qui, elle, est indépendante et propre à chaque mobile.

3.11 Description du mécanisme, Planches 1, 2, 3, 4.

3.111 Guidage.

Le guidage est réalisé à l'aide d'un rail de 3 mètres de longueur, dont le profil laisse apparaître deux chemins de roulement sur lesquels seront montés quatre chariots, à raison de deux par chemin de roulement. Ces chariots sont montés sans jeu, à l'aide de 10 roulements à billes, qui leur assurent un glissement parfait. Tout cet équipage est hors de l'eau à une dizaine de centimètres de la surface. La partie inférieure des chariots comporte un bras profilé immergé, qui maintient le fil bien tendu. Le chariot est muni, dans sa partie supérieure, d'une mâchoire d'embrayage destinée à l'entraînement.

3.112 Entraînement.

Celui-ci est réalisé par un ruban d'acier sans fin, entraîné par un moteur dont on pourra régler la vitesse. Le rail de guidage comporte des cames à demeure, nécessaires à la commande du débrayage et du freinage du chariot.

Le fonctionnement du mécanisme a été décrit dans[15]. Rappelons toutefois que, lorsque le chariot passe à la hauteur de la came de débrayage, il y a une temporisation mécanique, qui évite le freinage du chariot avant qu'il n'y ait eu débrayage. Le freinage indispensable est effectué par un patin de"Ferrodo"solidaire du chariot qui, une fois libéré, vient frotter sur une piste de freinage du rail sous la pression de ressorts.

3.12 Alimentation des moteurs.

Le ruban d'entraînement des chariots est commandé par un moteur à courant continu, à entrefer plan et bobinage lamellaire, dont le gros intérêt est la possibilité d'avoir une gamme étendue de variations de vitesse, celle ci pouvant aller de la valeur nulle à la valeur nominale, qui est de 3 000 t/mn de façon continue.

L'alimentation électrique de ce moteur est donnée figure 3. Il s'agit d'un variateur de vitesse à thyristors. La gachette de celui-ci, qui est commandée par un transistor unijonction, bloque plus ou moins le passage de l'alternance positive du courant alternatif secteur. On obtient des pointes de courant que l'on supprime en insérant une self de lissage de 20 mH en série avec le moteur, ce qui permet d'appliquer une tension moyenne n'ayant plus que quelques volts d'ondulation pour la valeur maximale d'alimentation, qui est de 90 V.

Pour éviter la détérioration des circuits du moteur, il a été prévu un limiteur de courant ajustable, celui-ci agissant directement sur le déblocage du transistor unijonction.

Pour des raisons de sécurité dans l'utilisation des moteurs, l'interrupteur général de l'alimentation est prévu en début de course du potentiomètre de commande de vitesse.

Afin de protéger les circuits électroniques extérieurs des perturbations de rayonnement, nous avons "blindé" les alimentations à thyristors des moteurs. D'autre part, pour éviter la propagation des perturbations sur la ligne du réseau secteur, toutes les commandes sont protégées par des filtres dont le schéma est donné figure 4.

Les alimentations sont régulées en tension,car la tension d'alimentation commande la vitesse du moteur ; quant au couple de celui-ci, il intervient directement sur le débit. Il a donc fallu déterminer toutes les caractéristiques mécaniques de l'ensemble, afin d'alimenter les moteurs dans les meilleures conditions pour obtenir en fin de compte une vitesse de chariot constante sur toute la longueur utile du rail de guidage.

Le tableau donné figure 5 montre les variations de couple et de vitesse en fonction de la mise en marche du chariot porte-fil. Les caractéristiques du moteur données par le constructeur sont transcrites figure 6.

3.13 Mesure de vitesse et précision.

Expérimentalement nous obtenons deux courbes distinctes de vitesse : la courbe donnant la vitesse du ruban, mesurée à l'aide d'un tachymètre mécanique à galet,et la courbe donnant la vitesse du chariot, mesurée à l'aide d'un dispositif électronique. Ceci est normal, puisqu'il faut tenir compte de la variation de couple lorsqu'il y a embrayage du chariot sur le ruban. Les deux courbes sont montrées figure 7.

En fait, ce qui importe, c'est la mesure de la vitesse du chariot, puisque c'est la vitesse du fil.

Cette mesure de vitesse consiste à déterminer le temps de passage du chariot en un point donné de sa trajectoire. Pour cela, le chariot possède un cache de longueur calibrée, qui interrompt un rayon lumineux alimentant un élément photosensible. Le signal électrique, image de l'interruption, est mis en forme et commande un compteur de temps.

Le schéma de cet ensemble est donné figure 8.

A l'aide de ce dispositif, on mesure une vitesse moyenne du chariot. En fait, ce que l'on veut, c'est connaître avec précision la vitesse instantanée du fil qui est situé à l'aplomb du milieu du cache. Il y a ainsi une approximation, donc une erreur de mesure. Mais celle-ci est chiffrable [15].

On peut dire que l'erreur relative sur la mesure de la vitesse instantanée est égale à l'erreur relative sur le mesure de la vitesse moyenne, plus l'erreur relative théorique due à l'approximation. Cette dernière erreur peut être mise en évidence en assimilant la vitesse instantanée à un polynôme en L soit :

$$v_i(L) = V_o + V_1 L + V_2 L^2 + \ldots$$

l'erreur théorique peut être mise sous la forme

$$T = \int_{-\frac{\ell}{2}}^{+\frac{\ell}{2}} \frac{dL}{v_i(L)}$$

si ℓ est la longueur du cache

en remplaçant $v_i(L)$ par sa valeur

$$T = \int_{-\frac{\ell}{2}}^{+\frac{\ell}{2}} \frac{dL}{1 + \frac{V_1}{V_o} L + \frac{V_2}{V_o} L^2 + \ldots}$$

$$T = \frac{\ell}{V_o} - \frac{V_1}{2V_o^2}\ell^2 + \frac{V_1^2 - V_o V_2}{3V_o^2}\ell^3 + \ldots.$$

Parallèlement, nous avons tracé expérimentalement la courbe donnant l'évolution de la vitesse du chariot, mesurée par le procédé décrit en fonction de la distance de prise de mesure sur la trajectoire, voir figure N° 10. Nous constatons que la vitesse du chariot est absolument constante dans une grande zone de mesure. Il est à noter qu'à la vitesse de 6 mètres par seconde, la mise en vitesse du chariot se fait en moins de 30 cm.

On peut alors dire que, dans la relation précédente, V_1 et V_2 sont pratiquement nuls.

D'où :

$$\Delta T = \left|\frac{V_1}{2V_o^2}\ell^2\right| + \left|\frac{V_1^2 - V_o V_2}{3V_o^2}\ell^3\right| + \ldots. \neq 0$$

donc l'erreur relative théorique $\frac{\Delta T}{T} \neq 0$. L'erreur de vitesse sera alors donnée uniquement par l'erreur de la mesure de la vitesse moyenne.

Soit $$\frac{\Delta V_i}{V_i} = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta \ell}{\ell} + \frac{\Delta t}{t}$$

La longueur du cache est de 50 mm et définie avec une précision de 1/10 de mm.

La mesure du temps de passage du cache est effectuée grâce à un compteur numérique. Il s'agit d'un appareil de bonne précision et en fait, le Δt à prendre en considération est le temps de montée de la mise en forme du signal électrique, compte tenu de la sensibilité du dispositf photo-sensible. D'ailleurs, un système optique est inséré entre la cellule et la source de lumière, afin de focaliser celle-ci sur le cache. De façon expérimentale, $\Delta T < 10$ µs.

On peut alors dire que, dans le cas le plus défavorable, c'est-à-dire lorsque le chariot a une vitesse rapide, l'erreur relative de la mesure de vitesse du fil est

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta t}{t} + \frac{\Delta \ell}{\ell}$$

avec

$\Delta t = 10^{-2}$ ms

$t = 5$ ms

$\Delta \ell = 10^{-1}$ mm

$\ell = 50$ mm

soit

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} \simeq 0{,}2\ \% \qquad \text{pour} \quad v \simeq 7{,}5 \text{ m/s.}$$

Ceci étant défini, il était important de chiffrer la répétitivité de la manipulation. Théoriquement, cela est impossible à réaliser, parce que trop de paramètres indépendants entrent en jeu. Aussi, nous avons chiffré la répétitivité de la mesure de façon expérimentale en multipliant un grand nombre de fois les diverses manipulations, en gardant, pour chaque série, la tension d'alimentation du moteur constante. Sur une trentaine d'expériences, la dispersion des résultats pour la mesure de vitesse est toujours inférieure à 3 % .

On peut donc dire que : a priori, la vitesse des réflecteurs sera connue à 3 % près (répétitivité de la manipulation pour une tension d'alimentation des moteurs donnée) mais, a posteriori, la vitesse effective du fil est connue à 0,2 % près (précision du dispositif de mesure).

Nous donnons, figure 11, le graphe de la vitesse du chariot en fonction du temps de passage du cache de 50 mm.

Notons également que la liaison entre le moteur et les volants d'inertie qui guident le ruban métallique entraîneur s'effectue par des courroies trapezoïdales, qui assurent un entraînement sans glissement. Deux rapports d'entraînement sont possibles ; ceci est visible sur le schéma donné figure 9.

3.2 DISPOSITION GENERALE DES ELEMENTS DANS LA CUVE POUR L'EMISSION ET LA RECEPTION.

Nous avons vu dans le chapitre précédent que le rail de guidage des chariots porte-fil mesure 3 mètres de longueur. Afin de traiter les échos de mobiles affectés de DOPPLER positifs ou négatifs, les deux sens de déplacement doivent être envisagés. Pour cela, une symétrie par rapport au milieu du rail est nécessaire. Nous avons vu également que la mise en vitesse des chariots se fait en moins de 30 cm, pour la vitesse de 6 m/s. On peut donc prendre sans risque la distance de 1 mètre pour zone de mise en vitesse des chariots, car lorsque le rail sera équipé de 4 chariots à raison de 2 par aile du rail, sachant que la longueur d'un chariot est de 20 cm, le chariot le plus rapide (donc celui qui sera placé en tête) aura atteint sa vitesse sur une distance inférieure à 70 cm depuis le début du rail. La longueur totale du rail est alors fictivement divisée en trois parties égales : la partie mise en vitesse des chariots (1 mètre), la partie "zone d'émission", où les chariots ont leur vitesse constante (1 mètre) et la partie nécessaire au freinage des chariots (1 mètre également). Ceci pour un sens de déplacement.

Grâce à cette disposition, il sera possible d'obtenir deux échos à DOPPLER positif et deux échos à DOPPLER négatif simultanément. En effet, les deux chariots situés sur la même aile du rail se déplaçeront dans un sens, les deux autres

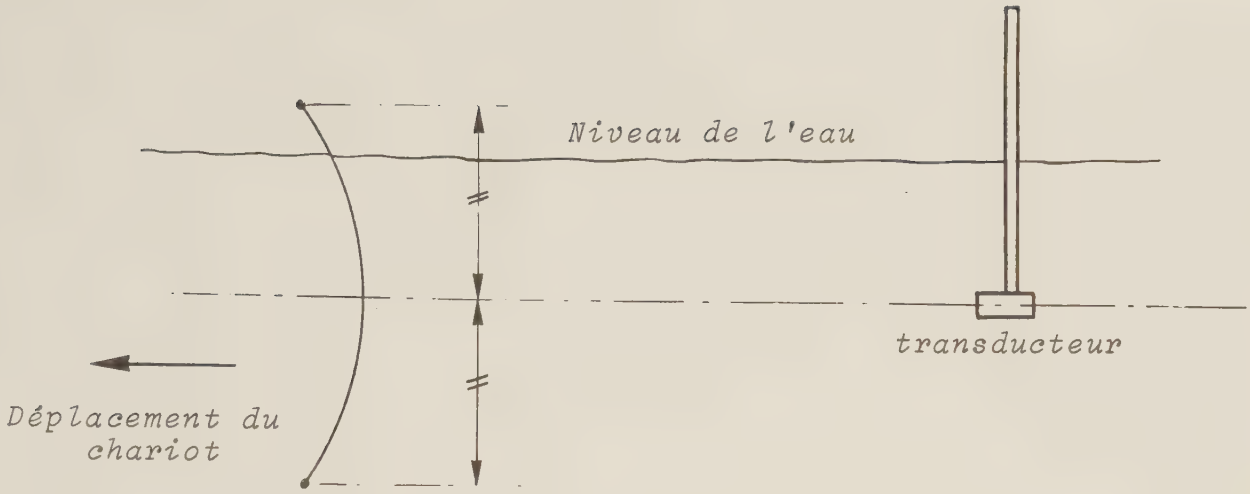
dans l'autre sens.

De toute façon, lorsque les 4 chariots seront équipés les fils occuperont dans l'eau un volume dont la largeur sera définie par l'intervalle minimum que l'on pourra mettre entre deux fils. Cette distance est de 5 mm. Soit donc la distance de 15 mm. Mais, pour la disposition générale des éléments, nous considérerons cette longueur égale à 30 mm, de façon à ne pas favoriser les échos des fils du centre vis-à-vis des fils extérieurs.

Cette distance étant définie, ainsi que la longueur correspondant à la zone de mesure, la disposition des transducteurs émetteur et récepteur s'impose.

Notons que l'on utilise des transducteurs distincts, car les deux fonctions émission et réception sont dissociées. En effet, nous serons amenés, lors des manipulations, à émettre simultanément deux signaux différents. Il va de soi, que tous les transducteurs devront être très proches les uns des autres, afin de satisfaire au mieux à la condition de réflexion. Chaque transducteur possède son angle solide de propagation et il faut pour la manipulation qu'il y ait superposition, au niveau de la zone d'émission, des cônes de propagation du, ou des, émetteurs et du récepteur, ainsi que la section du volume d'occupation des fils. Les transducteurs étant très directifs, il faut, pour satisfaire cette condition, les situer assez loin. La disposition des éléments dans l'eau, vue de dessus, est donnée figure 12.

Il est également important de faire passer l'axe de propagation de chaque transducteur par le milieu du fil actif. En effet, le fil, bien que monté de façon rigide, a tendance, sous la pression et le frottement de l'eau, à s'incurver en une une fonction $Ch\ X$ (les deux points d'attache sont rigoureusement à l'aplomb) nous limitons ainsi la dispersion du signal échos, en faisant l'angle d'incidence nul par rapport à la normale du fil.



Il est maintenant possible de déterminer la distance minimale : transducteur - émetteur, mobile, transducteur-récepteur, de façon à déterminer la durée du signal d'émission. Ceci est nécessaire pour éviter qu'il y ait superposition, à la réception, des divers signaux dans le cas d'une émission récurrente.
La longueur de l'émission sera inférieure au temps nécessaire pour la propagation de l'onde sur cette longueur. De façon expérimentale, L vaut 2 m, si l'on considère la distance minimale possible. Cette distance est donnée lorsque les fils se rapprochent des transducteurs ; la durée du pavé d'émission est donnée par la relation

$$\frac{2L}{C} = \ell$$

avec $L = 2$ m

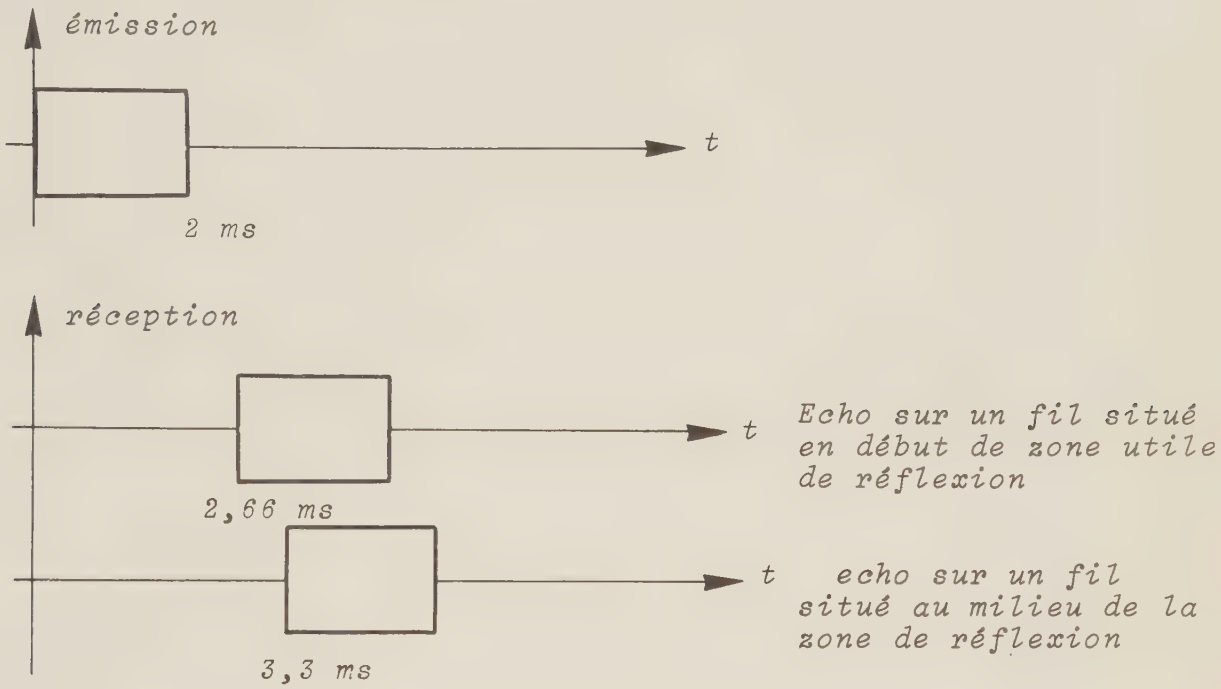
$C = 1\ 500$ m/s.

On obtient :

$$\ell = \frac{4}{1\ 500} \qquad \text{soit} \quad \ell = 2,66 \text{ ms.}$$

Afin de bien séparer l'émission de la réception, nous avons choisi $\ell = 2$ ms.

On peut donc donner la situation des signaux échos en fonction de l'instant d'émission.



Nous montrons planche 5, les oscillogrammes des signaux d'émission et de réception.

CONCLUSION.

Le dispositif d'entraînement que nous venons de décrire permet de donner aux réflecteurs des vitesses constantes pouvant aller jusqu'à ± 6 m/s. La mesure de vitesse relativement précise (0,2 %) montre que le dispositif est très fiable.

L'implantation géométrique des élémnets dans la cuve permet de définir une zone de mesure suffisamment grande pour que l'on obtienne en sortie un écho riche enéchos élémentaires tout en sachant que la durée du signal d'émission ne peut dépasser 2 ms.

CHAPITRE 4

EMISSION, RECEPTION ET ANALYSE DES SIGNAUX

-o-

SOMMAIRE.

La plage de fréquence des signaux d'émission (donc des signaux de réception) étant beaucoup trop élevée pour être traîtée directement, nous mentionnons dans ce chapître la nécessité d'un changement de fréquence dans la chaîne de réception. Nous déterminons les conséquences théoriques de cette opération et la limite du produit B.T du signal d'émission qu'elle impose. Nous définissons alors les caractéristiques du nouveau signal de réception.

Ensuite, ceci étant défini, nous donnons la description de la chaîne d'émission et de la chaîne de réception dans le cas général. Puis nous justifions l'emploi d'un magnétophone pour l'enregistrement des signaux à analyser. Quant à l'analyse effective du signal de réception, nous mentionnons deux méthodes fondamentalement différentes et nous comparons les résultats.

4.1 NECESSITE D'UN CHANGEMENT DE FREQUENCE.

Nous avons défini dans le chapitre 2 la plage de fréquence du signal d'émission. Le signal de réception à la sortie du transducteur récepteur, aura une fréquence proche de celle de l'émission, mais affectée du coefficient DOPPLER, soit une fréquence de l'ordre de

$$\nu_o(1 \pm k) \qquad \text{avec} \qquad k = \frac{2v}{c} \quad ;$$

ν_o = fréquence d'émission,

soit, pour un mobile se déplaçant à 7,5 m/s

$$k = 1/100.$$

Si ν_o = 2 000 kHz, le signal de réception sera compris dans une plage de fréquence de 1980 à 2020 kHz.

Il s'agit là d'une plage de fréquence beaucoup trop élevée pour pouvoir être traîtée directement. Il importe donc de translater la plage de fréquence utile (celle qui tient compte des variations dues à k vers des fréquences beaucoup plus exploitables). Ceci est le rôle d'un étage changeur de fréquence. Théoriquement cette fonction est réalisée assez simplement en faisant le produit du signal à traiter avec une fréquence pure de référence (oscillateur local). Il s'agit d'un produit de fonctions sinusoïdales, que l'on peut facilement transformer en somme et différence. A l'aide d'un filtre passe bande on ne sélectionne par la suite que le signal intéressant. Technologiquement, nous parvenons à ce résultat en élevant au carré la somme des deux signaux. En effet,

$$(f_1 + f_2)^2 = f_1^2 + f_2^2 + 2f_1f_2$$

avec f_1 = signal à transformer

f_2 = fréquence pure de référence.

Mais il importe de déterminer théoriquement les conséquences de cette opération sur l'écho réel.

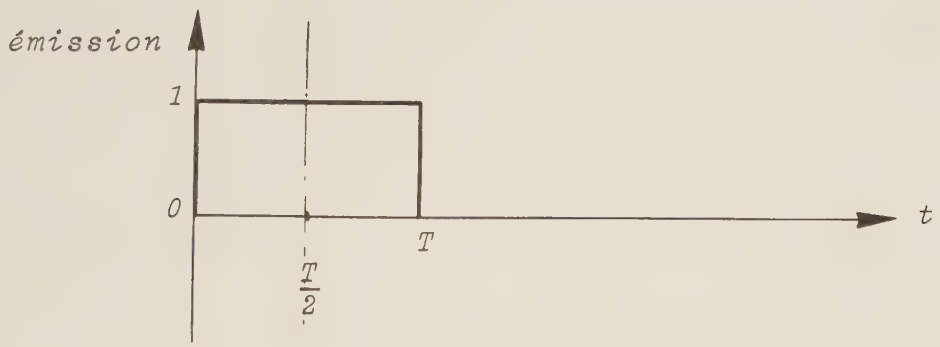
Pour cela, considérons le cas simple d'une émission monochromatique, avec réflexion sur un seul fil, caractérisé par (K,Θ).

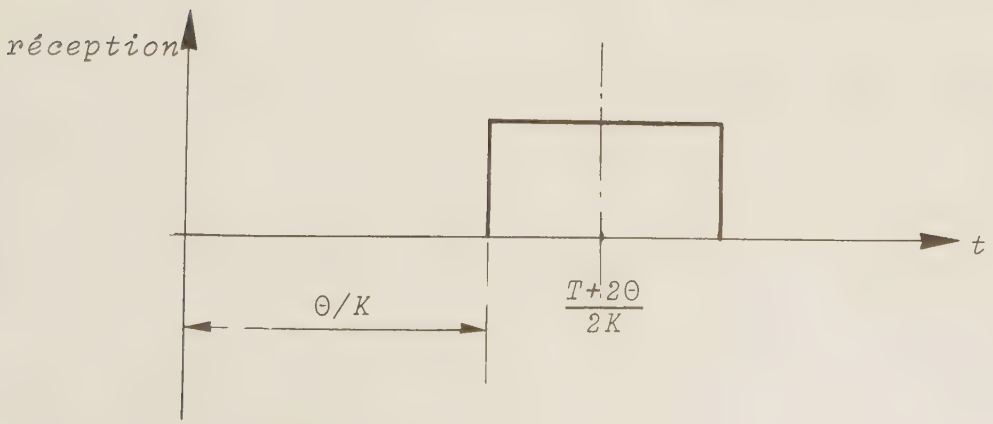
Soit le signal d'émission

$$e(t) = \sin 2\pi\nu_o t \cdot \Pi_{T/2}(t - \frac{T}{2})$$

le signal de réception à la sortie du transducteur récepteur est

$$E(t) = \Gamma \cdot \sin 2\pi\nu_o(Kt - \Theta) \cdot \Pi_{T/2K}(t - \frac{T+2\Theta}{2K})$$





D'où les deux signaux :

$$f_1 = E(t) = \Gamma \sin 2\pi\nu_o(Kt - \Theta) \cdot \Pi_{T/2K}(t - \frac{T+2\Theta}{2K})$$

$$f_2 = A \sin 2\pi\nu'_o t$$

$$f_1 f_2 = A\Gamma \cos 2\pi\nu'_o t \cdot \sin 2\pi\nu_o(Kt - \Theta) \cdot \Pi$$

après transformation

$$2f_1f_2 = A\Gamma.\Pi_{T/2K}(t-\frac{2\Theta+T}{2K}).\left[\sin 2\pi\{\nu_o(Kt-\Theta)+\nu'_o t\}+\sin 2\pi\{\nu_o(Kt-\Theta)-\nu'_o t\}\right]$$

et grâce à un filtre passe bas, on sélectionne le signal intéressant

$$Y(t) = A.\Gamma.\Pi_{T/2K}(t-\frac{2\Theta+T}{2K}).\sin 2\pi[(\nu_o K-\nu'_o)t-\nu_o\Theta] \qquad (5)$$

On obtient un signal ayant même enveloppe que le signal d'origine et même forme.

Le retard global, après changement de fréquence, est le même que le retard du signal à la sortie du transducteur.

La fréquence est égale à la différence de la fréquence réelle et de la fréquence de l'oscillateur local. Quant à la phase, elle dépend essentiellement du retard de la réception vis-à-vis de l'émission, si les fréquences de l'émission de l'oscillateur local sont en phase à l'instant d'émission.

L'amplitude de ce nouveau signal tient compte directement de l'amplitude réelle à la sortie du transducteur, mais il est évident que cette grandeur, en absolu, n'a pas de signification physique, par suite des différents étages d'amplification.

Dans Y(t) tout est défini :

$K = 1 \pm \frac{2v}{C}$, contribution de l'effet DOPPLER.

$\Theta = \frac{2L}{C}(1 - \frac{v}{C})$, retard par rapport à l'émission

ν_o = fréquence d'émission

ν'_o = fréquence de l'oscillateur local.

Application numérique :

Pour un DOPPLER nul :

$k = \frac{2v}{C} = 0$

$K = 1$

$\nu_o = 2\ 000$ kHz

$\nu'_o = 1\ 962{,}5$ kHz

(cette fréquence ν'_o a été choisie de façon à rapprocher le plus possible la plage de variations vers les basses fréquences, tout en tenant compte des quartz existant dans le commerce).

On obtient alors une fréquence centrale de

$2\ 000 - 1\ 962{,}5 = 37{,}5$ kHz

il s'agit de l'image à la réception de la fréquence d'émission, c'est-à-dire $\nu_o = 2\ 000$ kHz.

Pour un DOPPLER défini par $v = \pm 7{,}5$ m/s

$k = 1\ \%$

$K = 1 \pm 1\ \%$

soit les bornes de la plage de fréquence à la réception :

$$2\ 000\ (1 - 1\ \%)\text{kHz} = 1\ 980\ \text{kHz}$$
$$2\ 000\ (1 + 1\ \%)\text{kHz} = 2\ 020\ \text{kHz}$$

Après changement de fréquence, ces bornes deviennent

$$1\ 980 - 1\ 962{,}5 = 17{,}5\ \text{kHz}$$
$$2\ 020 - 1\ 962{,}5 = 57{,}5\ \text{kHz}$$

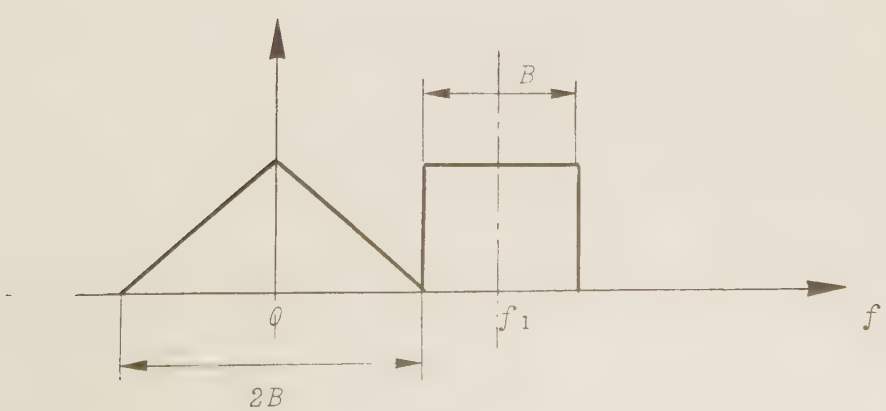
On constate que k , qui valait 1 % à la sortie des transducteurs, vaut après le changeur de fréquence

$$k' = \frac{20}{37{,}5} \simeq 50\ \% \ .$$

Il convient de noter ici la limitation du produit B.T (bande passante, durée) du signal d'émission, due au changement de fréquence et plus spécialement au terme f_1^2 de l'expression $f_1^2+f_2^2+2f_1f_2$.

f_2 est une fréquence pure
f_1 par contre, possède une bande B ,

il y a alors transfert du spectre de B autour de la fréquence nulle.



étant donné que la fréquence centrale la plus basse du signal est f_1 = 17,5 kHz.

On détermine la bande maximum à ne pas dépasser, afin d'éviter la superposition des deux spectres. On écrit que

$$\frac{3}{2} B \leq 17,5 \text{ kHz}$$

soit : $B \leq 11,6$ kHz.

On a par ailleurs défini la durée d'émission égale à 2 ms, soit le produit BT maximum (pour le DOPPLER maximum)

$$BT = 2.10^{-3}.11,6.10^{3}$$

$$BT = 23,2.$$

Il est possible, dès maintenant, de faire la description de la chaîne d'émission, ainsi que de la chaîne de réception, quelle que soit la nature du signal H.F. d'émission, puisque tout signal pourra être décomposé en somme de signaux sinusoïdaux. Les deux chaînes, bien que distinctes, sont dépendantes, grâce à un étage de synchronisation.

On peut voir le schéma synoptique général de l'ensemble figure N° 13.

4.2 DESCRIPTION DE LA CHAINE D'EMISSION.

La chaîne d'émission est constituée par un étage "découpeur", destiné à transformer le signal Haute Fréquence en pavés calibrés. La durée de ceux-ci est ajustable à la valeur 2 ms. Ce découpage analogique, réalisé à l'aide de transistors à effet de champ, se fait de façon automatique récurrente, à raison de 1 pavé toutes les 10 ms, ou toutes les 25 ms (ceci étant nécessaire pour les réglages des éléments dans l'eau) ou bien de façon monocoup.

La commande est alors manuelle ou automatique à distance. Un étage de synchronisation est intercalé entre la commande (décision d'émettre) et la gachette du découpeur. Il a pour but de synchroniser le début des pavés (de façon à satisfaire à la condition de répétitivité) et de synchroniser le signal H.F. d'émission avec le signal (fréquence pure) de l'oscillateur local de l'étage changeur de fréquence. Le signal d'émission est ensuite amplifié, puis, par l'intermédiaire d'un adaptateur d'impédance, appliqué au transducteur émetteur.

Nous donnons figure 14 : le schéma de la chaîne d'émission. Ce schéma est général, quelle que soit la nature du signal H.F. Nous donnerons d'ailleurs dans le chapitre 5 les divers schémas pour les divers signaux d'émission.

4.3 DESCRIPTION DE LA CHAINE DE RECEPTION.

Le signal écho récupéré par le transducteur récepteur est amplifié par un amplificateur constitué de quatre étages identiques, dont le schéma est donné figure 16. Il est ensuite appliqué à l'étage changeur de fréquence. Celui-ci est constitué d'un étage "mélangeur", réalisé avec un transistor à effet de champ et d'un étage oscillateur local de fréquence pure de 1 962,5 kHz, piloté par quartz. La stabilité en fréquence d'un tel montage est de l'ordre de 10^{-5}. La sélection du signal intéressant est effectuée par un filtre passe-bande. Nous avons choisi un ensemble de filtres actifs du type BUTTERWORTH pour des raisons de nombre de composants minimal, de sensibilité relativement bonne, ainsi qu'une bonne indépendance de la courbe de réponse aux fluctuations des éléments [16].

Le filtre global est constitué d'un filtre passe haut suivi d'un filtre passe bas. Il est important d'avoir un filtre passe-bande à coupures raides, pour éviter de prendre en compte les parasites de ligne, ainsi que tous les harmoniques.

Nous avons choisi des filtres du second ordre. La bande passante du filtre global est de 40 kHz, centrée autour de 37,5 kHz à ± 1 dB. Notons qu'un étage amplificateur est situé après le filtre, de façon à ajuster le niveau de sortie du signal à traiter. Afin de ne traiter par la suite que le signal écho exact, nous avons réalisé une porte analogique synchronisée sur la date exacte d'émission. Ainsi nous supprimons tous les parasites de propagation, tels que réflexion sur le fond ou les parois, ainsi que les parasites dûs au couplage électrique des transducteurs. Cette porte est constituée de 2 transistors à effet de champ montés en parallèle. Les "gate" de ceux-ci sont commandées par deux monostables qui assurent le retard et la durée de ce que l'on appellera la "fenêtre de lecture". Le schéma de cet étage est donné figure 15, en même temps que la chaîne complète de réception.

4.4 EMPLOI D'ENREGISTREUR MAGNETIQUE.

Etant donné l'éloignement géographique de la cuve où sont réalisées les manipulations et le laboratoire où l'on fait le traitement des signaux, il a été nécessaire d'enregistrer sur bande magnétique les résultats des différentes manipulations. L'enregistreur magnétique utilisé, s'il peut être synchronisé en vitesse, est toutefois un élément perturbateur du signal, car son rapport intrinsèque Signal sur Bruit est de 30 dB.

4.5 ANALYSE DU SIGNAL A TRAITER.

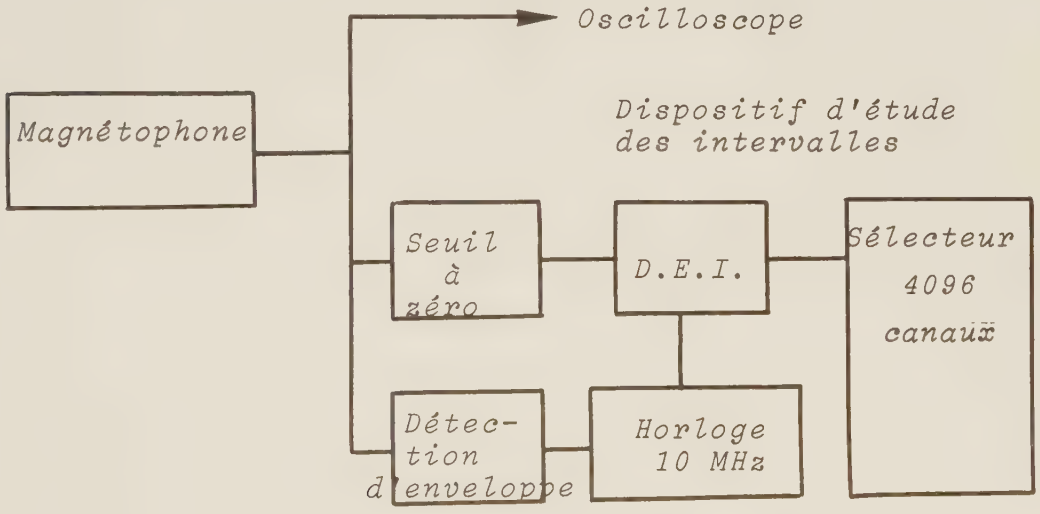
Le signal écho ainsi enregistré est traité. Dans un premier temps, nous nous intéresserons à son analyse spectrale. Pour cela, deux méthodes fondamentalement différentes sont utilisées.

4.51 Tracé des histogrammes de périodes du signal utile.

Il s'agit de compter le nombre de périodes d'une fréquence horloge, entre deux fronts montants du signal à traiter, celui-ci étant mis en forme par un seuil à zéro.

Le gros intérêt de cette méthode réside dans le fait que l'analyse est indépendante du niveau énergétique du signal. Par contre, l'utilisation du seuil rend le dispositif très sensible au bruit superposé au signal. De la même façon, l'utilisation d'enregistreur magnétique perturbe assez les résultats.

Nous réalisons cette opération grâce à un dispositif construit au laboratoire et couplé au bloc mémoire d'un sélecteur multicanaux INTERTECHNIQUE [18],[19]. Le procédé consiste à définir la longueur de chaque période du signal à traiter par le nombre de périodes de la fréquence horloge extérieure.



Le nombre de périodes horloge ainsi défini est stocké dans le canal correspondant du bloc mémoire du sélecteur multicanaux. Chaque nombre est alors pris en compte et fixe un point du tracé de l'Histogramme.

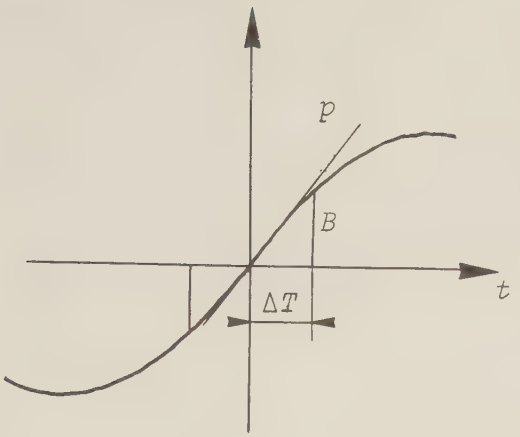
L'amplitude de chaque canal est significative du nombre de périodes du signal à traiter ayant même longueur. Le numéro du canal de stockage dans le même bloc mémoire du sélecteur est défini par la relation simple en fonction de la fréquence du signal écho

$$N^{\circ}\,\text{stockage} = \frac{(\text{Fréquence horloge}) \text{ en kHz}}{(2000 \pm \frac{2v}{1500}) - 1962,5}$$

avec v en m/s.

Nous constatons que, pour obtenir une bonne précision, il faut utiliser une fréquence horloge de grande valeur. La dynamique dans la distribution des canaux est alors assez grande. Par contre, le bruit superposé au signal provoque une dispersion des canaux très importante. Aussi, pour garder la dynamique:numéro de canal de stockage en fonction de v (vitesse de déplacement des mobiles), nous avons réalisé une intégration équirépartie sur 5 canaux.

En fait, cette intégration est imposée par la manipulation. En effet, pour un signal monochromatique appliqué directement au dispositif, il n'y a stockage que dans un seul canal. Si ce même signal est enregistré, puis relu, et à nouveau appliqué au dispositif de traitement, il y a alors stockage sur 5 canaux autour du canal unique précédent. Ceci est dû directement au bruit apporté par l'enregistrement sur magnétophone. Il est d'ailleurs assez facile de montrer l'influence de la superposition du bruit sur le signal pour ce procédé d'analyse.



On définit

ΔT la variation de période

$$\Delta T = 2 \frac{B}{P}$$

avec $$p = \left.\frac{ds}{dt}\right|_{a=0} = 2\pi\nu_o A$$

si le signal a pour équation $A \sin 2\pi\nu_o t$.

En remplaçant

$$\Delta T = \frac{2B}{2\pi\nu_o A}$$

soit $$\frac{B}{S} = \pi \frac{\Delta T}{T} = \pi \frac{\Delta f}{f}$$

En prenant les valeurs expérimentales

$$\Delta f = 5$$
$$f = 300$$

$$\frac{B}{S} = \pi \frac{5}{300} \simeq \frac{1}{20}$$

ce qui correspond à $20 \log 20 = 20 \times 1{,}3 = 26$ dB

alors que le magnétophone est donné pour avoir un apport de bruit de 30 dB.

Grâce à cette intégration la lecture des résultats pour le traitement des signaux réels est beaucoup plus significative.
(N.B. : la résolution : c'est donc le magnétophone qui la fixe).

Nous avons choisi pour fréquence horloge, la fréquence de 10 MHz (c'est la limite supérieure pour le dispositif utilisé).

Ainsi, pour v = 0 (DOPPLER nul), la fréquence de l'écho étant de 37,5 kHz, le numéro du canal de stockage dans le B.M. défini précédemment sera

$$N°_{\text{stockage}} = \frac{10\ 000}{37,5} = 265$$

Nous avons tracé, figure N° 18, la courbe théorique donnant la vitesse du mobile en fonction du numéro de canal de stockage dans le B.M. Rappelons que le canal 265 est le canal significatif des canaux 263, 264, 265, 266, 267.

Il est nécessaire de déterminer la résolution en vitesse d'une telle méthode de traitement. Dans le cas le plus défavorable, c'est-à-dire pour les fréquences basses du signal à traiter, donc pour les mobiles ayant une grande vitesse et s'éloignant des transducteurs, la résolution en vitesse est de 20 cm/s. Ceci n'est effectivement pas élevé comme résolution, mais c'est pour le cas le plus défavorable (dans l'autre extrémité de la courbe, la résolution est beaucoup plus correcte, puisqu'elle vaut 5 cm/s).

Nous montrons, figures 19 et 20, les tracés d'histogramme pour une réalisation. Il s'agit d'un fil lancé à la vitesse de 3,40 m/s, se dirigeant vers les transducteurs. La vitesse est mesurée directement. Il y a émission d'un seul pavé et l'on traite le signal écho par la méthode décrite ci-dessus.

Figure 19, le signal est analysé une seule fois. Après intégration, nous constatons qu'il y a stockage maximum dans le canal 345. Cela correspond effectivement à la vitesse de 3,4 m/s. Mais nous voyons que le tracé de l'histogramme est encore bien dispersé. Aussi, nous avons traîté le même écho une quinzaine de fois, en vérifiant qu'il ne s'agissait pas d'une multiplication par 15 du premier passage, mais de la somme de 15 traitements différents du même écho. Ceci prouve que le bruit apporté par

le magnétophone n'est pas dû au bruit de bande au moment de l'enregistrement, mais au système de reproduction.
C'est le cas de la figure N° 20. Nous constatons alors que le stockage dans le canal 345 est sans ambiguïté (le fait de traiter le signal plusieurs fois permet de "sortir" le signal du bruit ambiant, puisque celui-ci est en général à large bande).

Le rapport S/B croît en $\sqrt{N}$, ici $\sqrt{15}$

Afin de vérifier cette réalisation, nous avons également calculé le barycentre de ce dernier tracé, en donnant le même poids à tous les canaux. Le calcul a encore donné pour résultat le canal 345.

4.52 Utilisation d'un analyseur de spectre.

La deuxième méthode de traitement consiste à tracer directement le spectre fréquentiel du signal utile, à l'aide d'un analyseur de spectre en temps réel "SPECTRA DYNAMICS SD 330". La gamme de fréquences que l'analyseur est susceptible de traiter ne dépasse pas 20 kHz. Par contre, le signal écho, après changement de fréquence, peut avoir une bande de fréquence comprise entre 17,5 kHz et 57,5 kHz (si l'on se limite à une vitesse de mobile inférieure à $|v| = 7,5$ m/s. Il est donc nécessaire de baisser de nouveau cette fréquence, mais tout en gardant le maximum d'information du signal. Ceci est possible en utilisant une vitesse de lecture du magnétophone inférieure à la vitesse d'enregistrement. Nous avons choisi un rapport 16, soit une vitesse d'enregistrement de 152 cm/s et une vitesse de lecture de 9,5 cm/s. Il y a donc modification du signal réel par l'emploi du magnétophone. Le signal en fréquence passe de 37,5 kHz $\pm$ 20 kHz à 2,343 kHz $\pm$ 1,250 kHz et en durée de 2 ms à 32 ms. A l'entrée de l'analyseur, le signal a une fréquence inférieure à 5 kHz. On peut alors utiliser la gamme 5 kHz pour l'analyse. Ceci est très intéressant, car l'analyseur travaille effectivement en temps réel jusqu'à cette fréquence (Par contre, sur les gammes

supérieures, soit 10 kHz et 20 kHz, il fractionne l'analyse en 2 ou 4 passages). Etant donné que le signal de réception n'est pas répétitif, il est nécessaire de le traiter directement. L'analyseur est alors commandé directement par un "trigger" sur le signal d'entrée, qui piège le signal à analyser directement dans la mémoire de l'appareil. Sur la gamme 5kHz de travail, la longueur de la mémoire est de 50 ms. Nous constatons qu'il est possible de traiter directement, sans perte d'information, un signal de réception d'une durée égale à 50 ms divisé par 16, soit 3,12 ms. Puisque la durée d'émission est de 2 ms, et que la réception est la somme de signaux d'environ 2 ms, l'écart relatif à la réception des deux échos les plus distants sera de 3,12 - 2 = 1,12 ms. Ceci correspond alors à une distance de séparation des fils dans l'eau au moment de l'impact et il est important d'en connaître la valeur.

Le premier écho est dû au fil situé le plus près possible des transducteurs, dans la zone utile de réflexion (voir chapitre 3), donc à une distance de 2 m.

Le retard exact à la réception est de

$$\frac{2 \times 2\ m}{C} = \frac{4}{1\ 500} = 2{,}66\ ms.$$

Le dernier écho arrive avec un retard global de

$$2{,}66 + 1{,}12 = 3{,}78\ ms$$

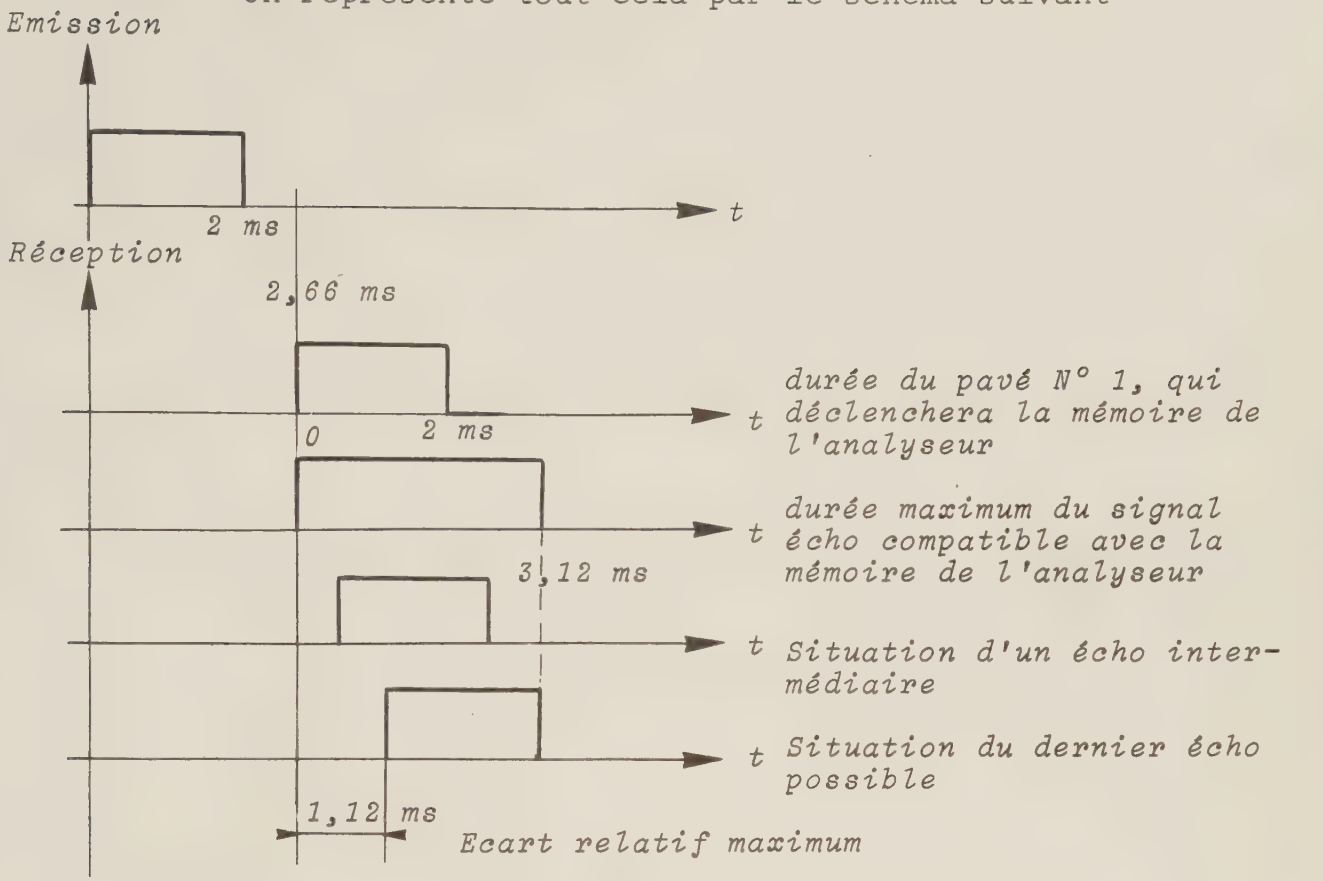
retard correspondant à un trajet de

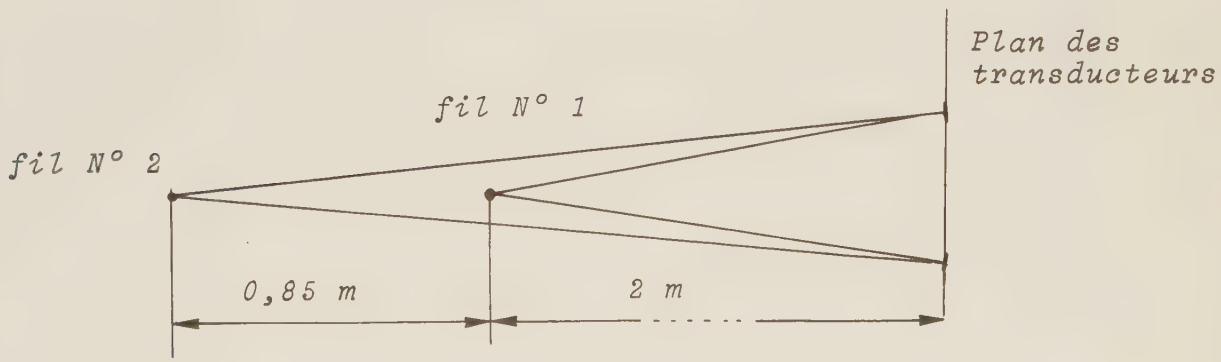
$$\frac{2 \times (2m + X)}{C} \quad \text{soit la valeur de X}$$

$$X = \frac{(3{,}8.10^{-3} \times 1500) - 4}{2} = 0{,}85m$$

On constate alors que l'on utilise bien toute la plage de réflexion que nous avions fixée pour d'autres raisons dans le chapitre 3.

On représente tout cela par le schéma suivant





Ceci étant précisé, pour l'analyse en fréquence tout se passe comme si l'analyseur possédait 250 filtres indépendants sur toute l'étendue de la gamme de fréquence affichée (avec la possibilité de multiplier par 4 la précision de lecture).
La résolution de l'appareil sur la gamme de fréquence utilisée est de 20 Hz sur toute l'échelle. Il est alors facile de relier cette résolution à la résolution en vitesse du mobile.

La variation de vitesse de 7,5 m/s entraine une variation de fréquence à l'entrée de l'analyseur de 1 250 Hz, soit alors une résolution en vitesse de

$$\frac{7,5 \times 20}{1\ 250} = 0,12 \text{ m/s.}$$

Cette méthode d'analyse a l'avantage d'avoir une résolution en vitesse uniforme et constante à 12 cm/s.

Nous avons tracé figure 21 la courbe donnant l'évolution de la fréquence du signal écho en fonction de la vitesse des mobiles

Nous mentionnons également sur le même graphe les numéros des filtres correspondant à la vitesse exacte.

4.53 Comparaison des deux méthodes d'analyse.

Il est intéressant de comparer à partir de signaux enregistrés les résultats donnés par les deux méthodes de traitement. Pour cela nous avons réalisé une série de manipulations en émettant des pavés de fréquence pure à 2 000 Hz sur des fils animés de vitesses différentes.

Nous donnons dans le tableau ci-après divers résultats pour des réalisations différentes.

Les résultats présentés sont assez significatifs et l'on constate la bonne précision des deux méthodes d'analyse. Toutefois, pour la suite des mesures, nous avons retenu la méthode de l'analyseur de spectre, parce que la résolution en vitesse est constante et que la méthode déploie moins de matériel.

Temps de passage du chariot ms	*Vitesse théorique m/s*	*A N A L Y S E*			
		par la méthode des histogrammes de périodes		*par la méthode de l'analyseur de spectre*	
		N° canal	*vitesse probable m/s*	*Situation du pic*	*Vitesse du fil m/s*
17,02	2,80	328	2,65	380	2,80
14,69	3,42	345	3,20	364	3,40
9,45	5,40	437	5,40	290	5,40
		Résolution 20cm/s		Résolution 12 cm/s	

CONCLUSION.

En conclusion de ce chapitre on peut dire que les chaînes d'émission et de réception sont assez élaborées pour fournir des échos que nous sommes capables de traiter de deux manières différentes, avec une résolution assez bonne.

CHAPITRE 5

ETUDE ET RESULTATS DU TRAITEMENT DES ECHOS POUR DIFFERENTES EMISSIONS

-°-

SOMMAIRE.

Ce chapitre a pour but de fournir des résultats, compte tenu de différentes émissions. Tout d'abord nous mettons en oeuvre l'émission monochromatique et nous comparons les résultats pratiques avec leurs prévisions théoriques. Puis nous utilisons ce type d'émission pour tester à nouveau l'équipage mécanique d'entraînement des réflecteurs.

Nous traitons ensuite la double émission monochromatique de deux façons différentes : en utilisant deux signaux d'émission dans deux transducteurs distincts et en sommant les deux signaux de façon électronique et en appliquant au même transducteur le signal somme.

Nous considérons ensuite les émissions de signaux qui ne sont pas des fréquences pures. C'est le cas de signaux modulés linéairement en fréquence que nous étudions de façon théorique, avant de les traiter expérimentalement.

5.1 EMISSIONS MONOCHROMATIQUES.

5.11 Mise en oeuvre technologique.

Dans le chapitre précédent, nous avons décrit les chaînes d'émission et de réception de façon générale. En ce qui concerne l'émission monochromatique, nous nous sommes limitiés à la fréquence pure de 2 000 kHz. Nous avons donc réalisé un oscillateur, piloté par quartz, de très grande stabilité. Afin de limiter les dérives en température, nous avons logé dans le même boitier les quartz de l'oscillateur local et de l'oscillateur d'émission. Le schéma de l'étage de l'oscillateur d'émission à 2 000 kHz est donné figure 15. Nous donnons également, figure 22, le schéma synoptique général de l'ensemble émission-réception dans le cas de l'émission monochromatique.

Il est important de signaler ici le dispositif de synchronisation des signaux de l'oscillateur d'émission et de l'oscillateur local du changeur de fréquence, de façon que les manipulations soient absolument répétitives. Pour ce faire, les deux fréquences pures indépendantes sont mises en forme, puis dérivées ; un circuit à coïncidence sélectionne les instants communs de phase. Ceux-ci sont alors pris en compte dans un circuit à mémoire qui attend la commande d'émission.

La commande effective de l'émission se produira après la décision d'émettre, lorsque les signaux de l'oscillateur H.F. d'émission et de l'oscillateur local du changeur de fréquence seront en phase.

Nous constatons par là que nous ne sommes pas exactement maîtres du moment d'émission, puisqu'il y a un différé entre la décision d'émettre et l'émission. Ce retard est de toute façon inférieur à une période correspondant à la différence des deux fréquences pures, soit $T < \frac{1}{37\,500} \simeq 27\ \mu s$. On pourrait en tenir compte, quant à la position du dispositif de commande à distance de l'émission, mais lorsque le chariot roule à 7,5 m/s.

ces 27 µs correspondent à une distance parcourue (distance de déplacement du fil) de $7,5 \times 27.10^{-6} = 20.10^{-6}$ m, soit 0,02 mm. C'est donc négligeable, surtout que c'est l'instant exact de l'émission qui gère toutes les synchronisations.

Nous donnons figure 17 le schéma de réalisation de la synchronisation d'émission.

5.12 Prévision théorique des résultats.

Nous avons déjà mentionné certains résultats dans les chapitres précédents concernant cette émission. Il importe de vérifier que le signal obtenu après l'analyse corresponde bien au résultat théorique à obtenir.

Soit le signal d'émission :

$$e(t) = A \sin 2\pi\nu_o t \cdot \Pi_{T/2}(t - \frac{T}{2})$$

le signal réel de réception

$$E(t) = \Gamma \cdot \sin 2\pi\nu_o(Kt-\theta) \cdot \Pi_{T/2K}(t - \frac{T+2\theta}{2K})$$

le signal de réception après changement de fréquence

$$Y(t) = \Gamma_{r_o} \cdot \sin 2\Pi[(K\nu_o-\nu'_o)t-\nu_o\theta] \cdot \Pi_{T/2K}(t - \frac{T+2\theta}{2K}) \quad (5)$$

Le traitement consiste à faire la transformée de FOURIER de ce signal et à en prendre le module carré, soit

$$Y(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} Y(t)\, e^{-2i\pi\nu t}\, dt$$

Y(t) étant le produit de deux fonctions, on le décompose en :

- une fonction porte translatée

$$\Pi_{T/2K}\left(t-\frac{T+2\Theta}{2K}\right) \leftrightharpoons \frac{T}{K}\,\frac{\text{Sin } 2\pi\nu\frac{T}{2K}}{2\pi\nu\frac{T}{2K}}\; e^{-2i\pi\nu\frac{T+2\Theta}{2K}}$$

- une fonction sinusoïdale telle que

$$A \text{ Sin } 2\pi[(K\nu_o-\nu'_o)t-\nu_o\Theta] \leftrightharpoons \frac{i}{2}\{\delta[\nu+K\nu_o-\nu'_o]-\delta[\nu-K\nu_o+\nu'_o]\}.e^{-2i\pi\nu\frac{\nu_o\Theta}{K\nu_o-\nu'_o}}$$

et il faut prendre le module carré de ces deux fonctions.

Physiquement, le spectre fréquentiel sera représenté par un signal de la forme $\left|\frac{\text{Sin } u}{u}\right|^2$ décalé de la valeur $2\pi\nu\,\frac{T+2\Theta}{2K}$ et centré autour de la valeur $(K\nu_o-\nu'_o)$.

La largeur du $\left|\frac{\text{Sin } u}{u}\right|^2$ est donnée par la durée du signal (donc de la fonction porte) ; ce sera elle qui déterminera la finesse du spectre.

La résolution théorique pour un pavé de 2 ms est de

$$\frac{2.10^3}{2} = 1 \text{ kHz}$$

avec des lobes secondaires séparés de 500 Hz.

Pour un pavé de 2 ms x 16 (réduction de vitesse du magnétophone), la résolution devient :

$$\frac{2}{T} = \frac{2.10^3}{32} = 62{,}5 \text{ Hz}$$

le spectre est alors beaucoup plus fin. L'analyse se fait à l'analyseur de spectre sur une gamme de fréquence telle que la résolution d'un filtre est de 20 Hz. Théoriquement, le pic

devrait être défini par trois filtres. Pratiquement, il est défini par 5 ou 6 filtres et il est très difficile de dissocier les lobes secondaires, qui n'apparaîtraient que si la résolution de l'appareil était beaucoup plus fine.

5.13 Divers résultats.

Ceci étant donné, nous avons vérifié tout d'abord l'influence directe de la propagation. Ainsi, figure 23, nous présentons divers spectres, toujours pour des DOPPLER nuls.

Tout d'abord nous montrons le signal théorique à obtenir, puis le spectre obtenu en traitant directement le signal d'émission, sans propagation, et enfin le spectre du signal écho réel.

Mis à part les niveaux d'amplitude, qui sont fonction des étages amplificateurs, nous constatons que les signaux sont rigoureusement identiques.

Nous vérifions également, par le traitement du signal écho, la constance sur la longueur du rail de la vitesse du chariot.

La manipulation consiste à comparer les spectres issus de l'analyse de deux signaux écho, lorsqu'il y a eu deux émissions sur le fil en mouvement ; les émissions sont situées en début et en fin de la zone utile.

Nous voyons, figure 24, que la situation des pics représentant la fréquence du signal écho est rigoureusement la même pour les deux spectres. Par contre, les deux impacts étant distants de 1 mètre, nous constatons une atténuation de l'amplitude du deuxième écho.

Nous vérifions également le tracé de la courbe donnée figure 21. Il s'agit du tracé des spectres de fréquence des signaux écho réels (toujours pour des émissions monochromatiques) sur des fils animés de vitesse.

Sur la figure 25 nous voyons les spectres évoluer vers les fréquences élevées : les fils se rapprochent des transducteurs.

Sur la figure 26, les mobiles s'éloignent des transducteurs, la fréquence centrale diminue.

5.2 DOUBLE EMISSION MONOCHROMATIQUE.

Ce cas d'émission sera particulièrement intéressant lors de l'étude statistique du milieu [1]. Deux méthodes d'émission sont à considérer.

5,21 La première méthode consiste à utiliser deux transducteurs-émetteurs. Chacun est sollicité par une fréquence pure. Il y a donc propagation distincte, formation d'échos et la somme des deux signaux se fait directement au niveau du transducteur-récepteur.

La mise en oeuvre de ce procédé est assez simple, puisque l'on alimente les deux transducteurs-émetteurs séparément. La commande de l'émission agit directement sur les deux signaux. Il est évident que l'on ne pourra pas synchroniser tous les signaux. Nous avons donc synchronisé un des signaux d'émission avec le signal de l'oscillateur local, alors que l'autre signal d'émission sera libre. Toutefois, la commande d'émission agit sur les deux signaux. Il y a donc émission simultanée de deux pavés, dont la fréquence est différente.

Nous donnons, figure 27, les plages de fréquences pour les émissions à deux fréquences distinctes. La fréquence de l'oscillateur local étant fixée (1 962,5 kHz), la pente des droites donnant la fréquence des signaux échos en fonction de la vitesse des mobiles est constante. Seule la position de celles-ci diffère en fonction de la fréquence d'émission. Pour des fréquences de 1 990 kHz et 2 010 kHz, nous constatons que l'on peut dissocier des signaux échos si la vitesse des mobiles est inférieure à $\pm$ 4 m/s.

Nous avons tracé les spectres donnés par le traitement direct du signal de réception d'une émission à deux fréquences distinctes sur un fil se déplaçant à plusieurs vitesses (voir figure 28).

Nous avons choisi pour cette série de manipulations les fréquences ν_1 = 2 000 kHz et ν_2 = 2 006 kHz.

Etant donné que les deux fréquences sont supérieure et égale à 2 000 kHz, nous ne traiterons les échos que pour les fils s'éloignant des transducteurs.

On constate qu'il y a bien somme des deux informations et bien qu'il y ait propagation simultanée dans le milieu, chaque fréquence est bien affectée du DOPPLER correspondant à la vitesse du fil.

Il n'est pas possible de déceler le rapprochement de l'écart de fréquence lorsque $\vec{v}$ croît.

On peut déterminer cet écart de fréquence ΔF comme étant la différence des fréquences pures affectées du même DOPPLER.

Ainsi

$$\Delta F = 2\,006\left(1 - \frac{2v}{c}\right) - 2\,000\left(1 - \frac{2v}{c}\right)$$

$$\Delta F = 6\left(1 - \frac{2v}{c}\right)$$

pour v augmentant, il devrait y avoir une diminution de la valeur de ΔF .

Dans le cas de la figure 28

- pour v = 0

ΔF = 6 kHz . Après la réduction par 16
ΔF = 375 Hz

- pour v = 6 m/s

ΔF = 5,950 kHz , soit, après réduction par 16
ΔF = 372 Hz

La résolution de l'analyseur étant de 20 Hz, nous ne pouvons apprécier l'écart des 2 ΔF.

5.22 La deuxième méthode consiste à sommer les deux fréquences pures, de façon électronique, avant d'appliquer le signal somme à un seul transducteur.

Il y a alors propagation d'un seul signal d'émission, réflexion sur le fil et réception de l'écho.

L'analyse montre que le signal écho tient compte, comme dans le cas précédent, des deux fréquences d'émission, ainsi que de l'impact sur le fil.

Pour toutes ces émissions à fréquence pure, nous constatons que le milieu se comporte bien comme prévu au départ, comme un filtre linéaire.

5.3 EMISSION DE SIGNAUX AUTRES QUE DES FREQUENCES PURES.

5.31 Généralités.

Dans un premier temps, nous n'envisageons que des émissions de signaux à bande étroite, en sachant toutefois que le dispositif réel en cuve peut être étudié pour accepter des émissions à bande large.

En effet, il est possible, tout en gardant une durée d'émission égale à 2 ms (durée déterminée par la géométrie du dispositif) d'augmenter la bande passante des signaux d'émission jusqu'à la limite des transducteurs. Le produit B.T (bande passante / durée) de l'émission serait alors de l'ordre de 600, mais de tels signaux ne peuvent pas être traités par la chaîne de réception et de traitement actuelle. En effet, c'est la fréquence de l'oscillateur local du changeur de fréquence qui fixe la bande passante du signal d'émission et nous avons vu qu'actuellement le produit BT maximum est de 23.

La figure 27 nous indique les variations de fréquence du signal d'émission compatible avec la fréquence de l'oscillateur local et des différents DOPPLER. Nous constatons que la bande passante de 10 kHz pour l'émission est une valeur raisonnable. Soit le produit BT = 20.

Nous sommes alors directement dans la catégorie des BT petits et toutes les approximations théoriques relatives à ces BT seront utilisées.

Dans notre cas il sera facile de mettre en évidence les émissions de signaux à bande étroite tels que les signaux modulés linéairement en fréquence ou bruit blanc à bande étroite.

5.32 Emission de signaux modulés linéairement en fréquence.

Le signal d'émission est donné par la relation :

$$f(t) = \Pi_{T/2}(t - \frac{T}{2}) \sin [2\pi(\nu_o t + \frac{\Delta\nu}{2T} t^2)]$$

avec

T : durée d'émission
ν_o : fréquence centrale d'émission
$\Delta\nu$: excursion de fréquence autour de ν_o .

Le signal de réception, selon le chapitre 1, aura pour expression :

$$g(t) = f(Kt - \theta) = \Pi_{T/2}(Kt - \frac{T}{2}) \sin[2\pi(\nu_o Kt + \frac{\Delta\nu}{2T} (Kt)^2)]$$

L'analyse fréquentielle conduit à

$$F(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\, e^{-2i\pi\nu t}\, dt \qquad \text{pour le signal d'émission}$$

et

$$G(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t)\, e^{-2i\pi\nu t}\, dt \qquad \text{pour la réception}$$

$$G(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(Kt - \theta)\, e^{-2i\pi\nu t}\, dt$$

posons $Kt - \theta = u \qquad t = \frac{u + \theta}{K}$

$G(\nu)$ s'écrit encore

$$G(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(u)\ e^{-2i\pi\nu(u/K)}\ \frac{du}{K}\ e^{-2i\pi\nu(\theta/K)}$$

$$G(\nu) = F(\frac{\nu}{K})\ e^{-2i\pi\nu(\theta/K)}\ (\frac{1}{K}) \qquad \text{mais} \quad \frac{1}{K} \neq 1$$

et lorsque l'on prend le module carré de la transformée de FOURIER

$$|G(\nu)|^2 = \left|G(\frac{\nu}{K})\right|^2$$

On constate que le passage de l'émission à la réception se fait théoriquement par homothétie.

Mais, si $K = 1 - \varepsilon$

$$F(\frac{\nu}{K}) = F[\nu(1 + \varepsilon)]$$

et si ν est compris dans l'intervalle $[\nu_o, \nu_1]$

$$\nu(1 + \varepsilon) = [\nu_o + (\nu - \nu_o)]\ (1 + \varepsilon)$$

et en développant au premier ordre on obtient

$$\nu(1 + \varepsilon) = \nu_o + (\nu - \nu_o) + \varepsilon\nu_o$$

d'où

$$F[\nu(1 + \varepsilon)] = F(\nu + \varepsilon\nu_o)$$

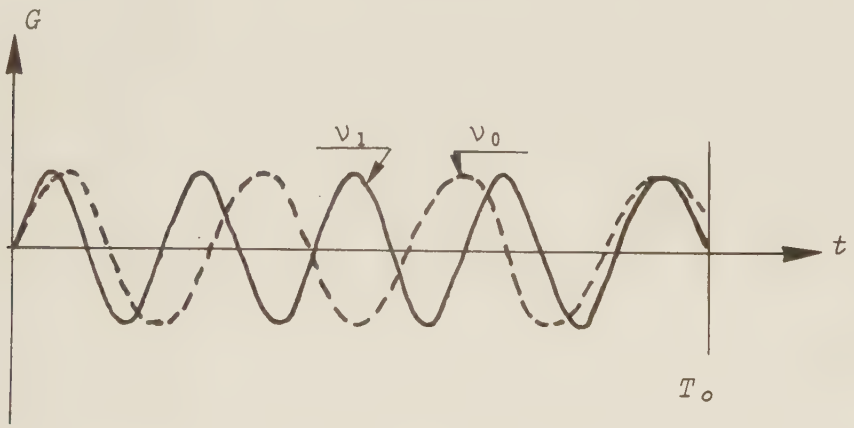
et

$$F(\frac{\nu}{K}) \quad \text{est équivalent à} \quad F(\nu + \varepsilon\nu_o)$$

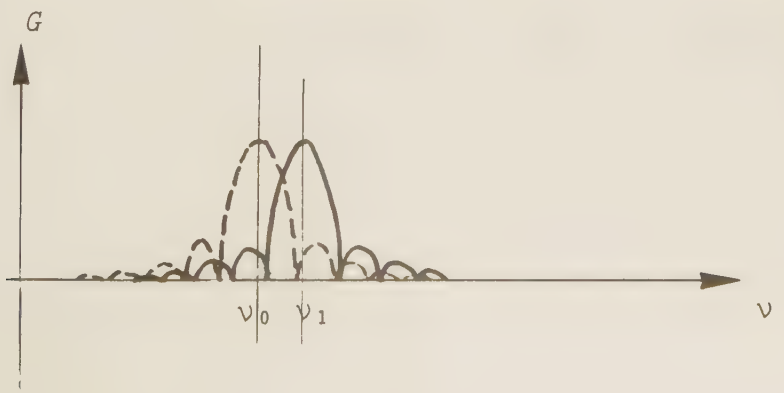
ce qui est la représentation d'une translation.

En conclusion, lorsque l'on utilise des BT petits, l'homothétie théorique qui lie l'émission à la réception est en fait une translation.

Ceci étant, on peut déterminer l'allure générale théorique du spectre de fréquence pour une émission M.L.F. Pour cela, considérons deux fréquences pures très proches ν_o et ν_1 évoluant pendant un temps déterminé, T_o.



Lorsque l'on trace la transformée de FOURRIER de ces deux fréquences on obtient deux $|\frac{\sin u}{u}|^2$ différents, mais proches.

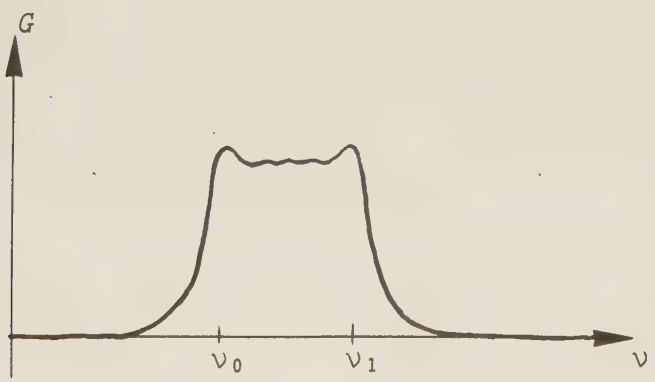


On trace le spectre somme, qui tient compte des deux spectres particuliers.

Ceci est alors le spectre fréquentiel du signal d'émission somme des deux fréquences.

On obtient ensuite le spectre du signal de réception par une translation globale de la quantité relative au DOPPLER dû à la vitesse du fil.

Pour la représentation d'une émission M.L.F. le raisonnement est comparable, mais il faut considérer un grand nombre de fréquences dans l'intervalle ν_o, ν_1 et le spectre final a pour allure générale la figure ci-dessous.



5.33 Mise en oeuvre de l'émission de signaux modulés linéairement en fréquence.

Il importe de produire un signal dont la fréquence porteuse ν_o vaut 2 000 kHz et l'excursion de fréquence $\Delta\nu$ = 10 kHz autour de ν_o ; la durée de l'émission, donc du signal, étant toujours fixée à 2 ms.

Le schéma synoptique de ce mode d'émission est donné figure 29.

Nous utilisons un générateur de fonction, modulable en fréquence . La tension de modulation est donnée par une rampe de tension compatible en niveau et en durée pour l'obtention du pavé adéquat, tout en tenant compte des synchronisations nécessaires. La fréquence de l'oscillateur local après mise en forme est dérivée, puis dirigée vers un circuit à mémoire. Celui-ci, du type R.S., attend le signal de commande issu du déclenchement monocoup à distance pour produire le signal effectif de commande qui est à la base de toutes les synchronisations. Ce signal de synchronisation déclenche, par l'intermédiaire d'un trigger, le générateur de rampe. Parallèlement, il commande également par un trigger la phase du générateur H.F. Le signal d'émission est alors absolument répétitif et également synchronisé avec la fréquence pure de l'oscillateur local du changement de fréquence. Le signal d'émission ainsi produit est calibré en durée par le découpeur avant d'être amplifié et appliqué au transducteur-émetteur, comme précédemment, après avoir traversé l'adaptateur d'impédance. La chaîne de réception du signal écho est identique au cas précédent. Après réception, la transformation du signal, ainsi que son analyse, s'effectuent de la même manière que pour les émissions monochromatiques.

Nous ne donnons ici que quelques résultats comparatifs des signaux obtenus.

Ainsi, sur la figure 30, nous avons tracé les spectres de fréquence du signal de réception pour une émission M.L.F.

Nous constatons bien tout d'abord l'allure de la courbe théorique lorsque le fil est immobile (DOPPLER nul). Puis, lorsque le fil est animé de vitesse, nous constatons bien la translation du spectre correspondant à la valeur du coefficient DOPPLER.

Il est à noter que l'on a tracé chaque spectre pour une réalisation unique. C'est-à-dire que le chariot porte-fil

en passant devant le dispositif de mesure de vitesse, déclenche l'émission d'un seul pavé. Le signal de réception est alors enregistré sur bande magnétique, puis, après réduction de la vitesse du magnétophone, le signal enregistré est relu, puis analysé par l'analyseur de spectre.

CONCLUSION.

Les résultats pratiques consignés dans ce dernier chapitre sont en parfait accord avec les prévisions théoriques. Pour les émissions monochromatiques, les résultats sont très satisfaisants et l'on constate que la précision des résultats est effectivement donnée par la résolution des appareils d'analyse.

D'autre part, l'on constate, grâce à certaines des mesures, le bon fonctionnement de l'équipage mécanique.

En ce qui concerne les émissions M.L.F., les résultats correspondent bien aux prévisions théoriques ; nous devons rappeler toutefois que nous ne pouvons traiter que des signaux d'émission à bande étroite.

CONCLUSION.

Nous venons de décrire la mise en oeuvre, la réalisation, ainsi que les performances d'un banc d'essais en cuve, destiné à engendrer un type particulier de signal de réverbération. Dans un premier temps nous testons sur un seul réflecteur mobile les possibilités de l'appareillage, tout en prévoyant l'extension à plusieurs réflecteurs mobiles et immobiles.

De façon générale, on identifie le milieu réverbérant au milieu marin réel. Mais si celui-ci possède une multitude de particules diffusantes, on ne peut pas connaître les paramètres caractérisant chaque élément. Il était donc intéressant de simuler un milieu proche du milieu marin, mais tel que l'on puisse connaître avec précision les caractéristiques de chaque élément réflecteur. Nous nous sommes limités à la connaissance de la vitesse de chaque particule, ainsi qu'à sa position vis-à-vis des transducteurs. Aussi, les essais réalisés afin de tester les performances ont montré que ce banc d'essais était très fiable et que les résultats obtenus pratiquement correspondaient tout à fait avec les prévisions théoriques, quelle que soit la nature du signal d'émission, qu'il s'agisse de signaux monochromatiques ou d'émissions modulées linéairement en fréquence, sous la condition d'un produit B.T inférieur à 20.

L'utilisation d'un tel outil sera donc très intéressante quant à la simulation de milieux réverbérants connus.

Cela permettra de tester la validité de l'hypothèse de la fonction de diffusion, ainsi que les méthodes d'estimation des paramètres du milieu.

Grâce à ce banc d'essai nous pourrons également tester les procédés de détection dans un tel milieu. Par ailleurs, il sera possible d'utiliser cet appareillage pour tester certains types de déconvolueurs.

LEGENDE DES PLANCHES

PLANCHE 1 :

- Photo 1 : Vue d'ensemble du dispositif d'entrainement sur la cuve (état de marche).

- Photo 2 : Détail de la partie moteur de l'entraînement du ruban. On distingue le jeu de courroies trapézoïdales, ainsi que le relais d'entrainement et le volant d'inertie porte-ruban.

- Photo 3 : Détail du volant d'inertie porte-ruban monté fou. On peut voir le dispositif de tension du ruban.

PLANCHE 2 :

- Photo 1 : Perspective du rail porte-chariot vue à partir des transducteurs. Notons les détails du dispositif des porte-transducteurs.

- Photo 2 : Vue d'ensemble du mécanisme. Les carters de protection sont enlevés.

PLANCHE 3 : Détail de fonctionnement du chariot porte-fil.

- Photo 1 : Le chariot est armé, en butée, débrayé, prêt à partir, le ruban étant entraîné.

- Photo 2 : Le chariot vient d'être embrayé sur le ruban et est entraîné à la vitesse affichée. Il va arriver à la came de débrayage.

- Photo 3 : Le chariot vient de dépasser la came de débrayage ; il y a eu écartement des mâchoires, puis freinage.

Pour ces trois photos, il s'agit de la description chronologique du mécanisme du chariot, lorsque celui-ci se déplace de la droite vers la gauche.

PLANCHE 4 :

- Photo 1 : Le cache monté sur le chariot, nécessaire à la mesure de vitesse, va passer devant la cellule photo-sensible.

- Photo 2)
- Photo 3) Clichés montrant le sillage laissé par le bras porte-fil pour les vitesses de 1 m/s et 4 m/s.

PLANCHE 5 : Oscillogrammes des signaux d'émission et de réception.

- Photo 1 : La trace du haut montre le signal d'émission : fréquence pure de 2 000 kHz. La trace du bas est le signal de réception après amplification pour un réflecteur immobile placé à l'extrémité de la zone utile d'émission.

- Photo 2 : Le réflecteur est placé au début de la zone d'émission. On peut voir :
  - le signal d'émission (2 000 kHz) ;
  - le signal de réception après amplification (2 000 kHz) ;
  - le signal de réception après changement de fréquence et passage dans la porte de lecture (f = 37,6 kHz)(c'est le signal à analyser).

- Photo 3 : Détail de ce dernier signal.

PLANCHE 6 : Evolution temporelle du signal à traiter en fonction de la vitesse du réflecteur.

- Photo 1 : Signal dilaté pour un DOPPLER nul.

- Photo 2)
- Photo 3) Le réflecteur s'éloigne des transducteurs à la vitesse de 2, 4, 6 m/s.
- Photo 4)

- Photo 5)
- Photo 6) Le réflecteur se rapproche des transducteurs à la vitesse de 2, 4 et 6 m/s.
- Photo 7)

PHOTO 1

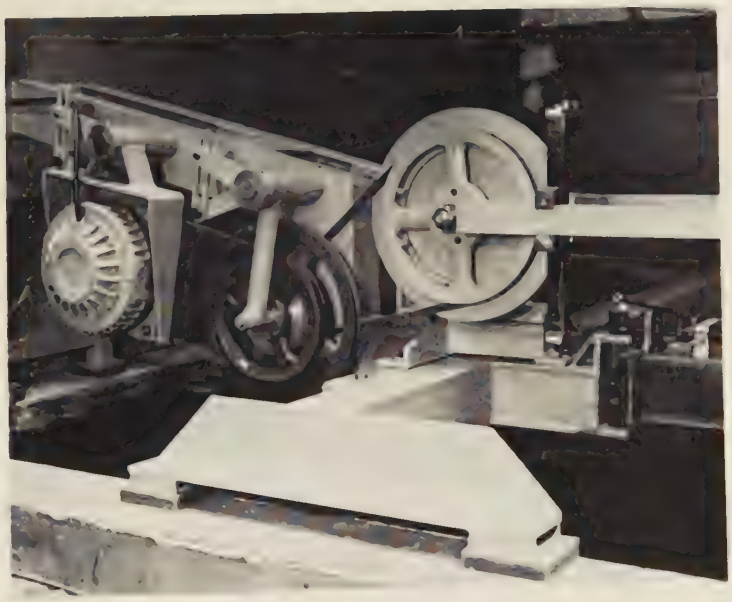


PHOTO 2

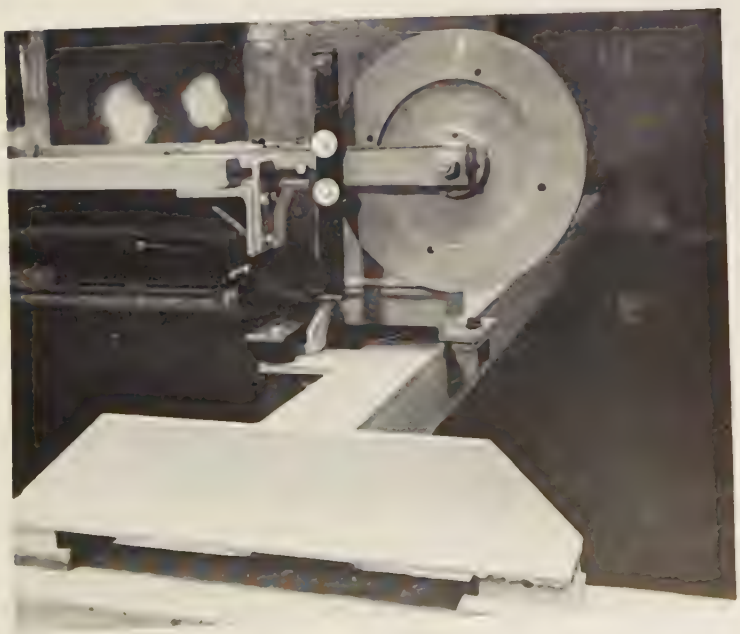


PHOTO 3

PLANCHE 1

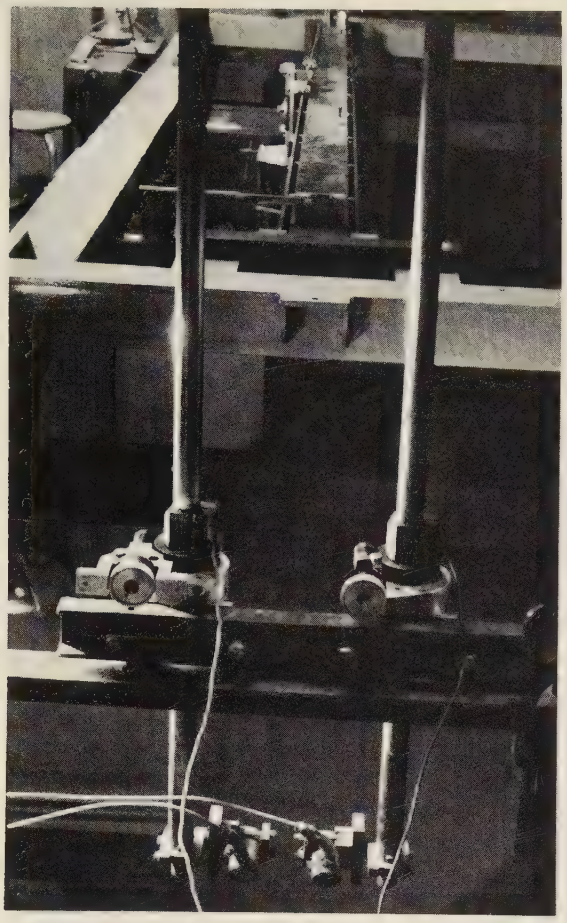
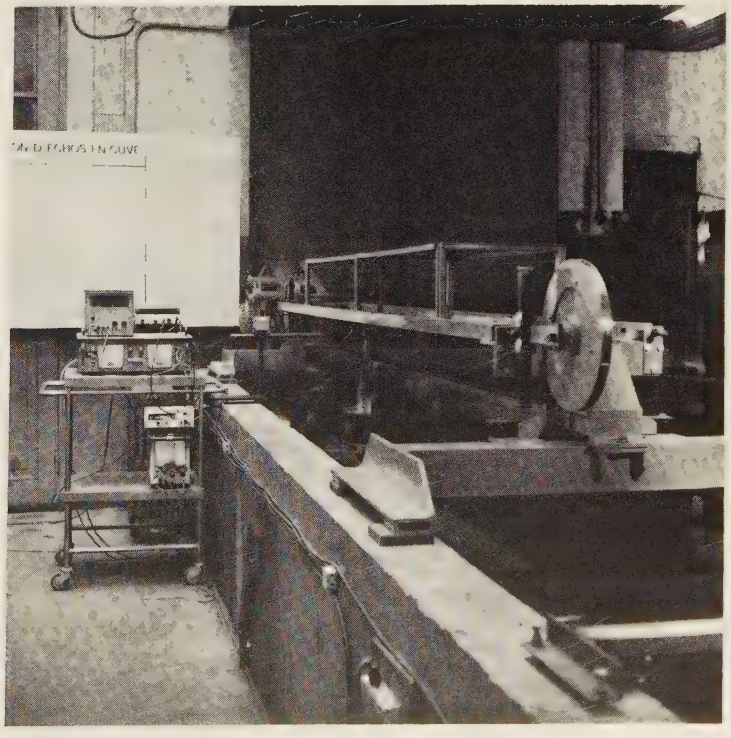


PHOTO 1

PHOTO 2



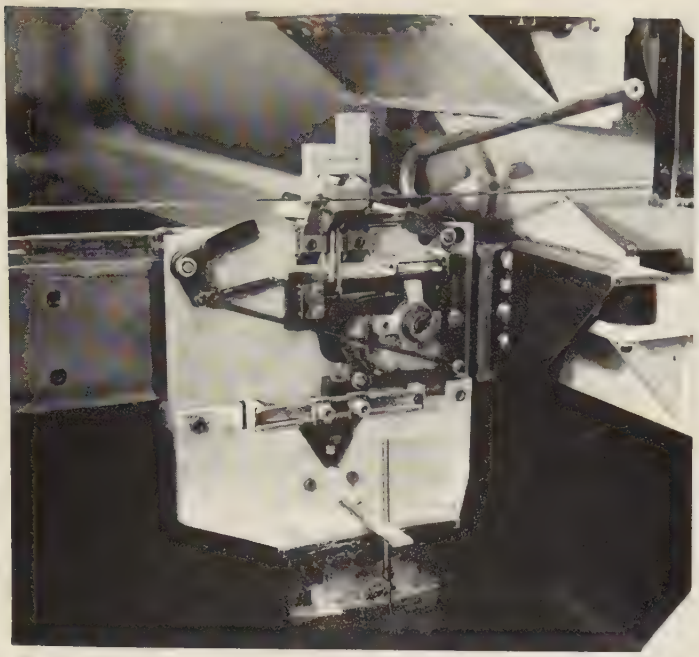


PHOTO 1

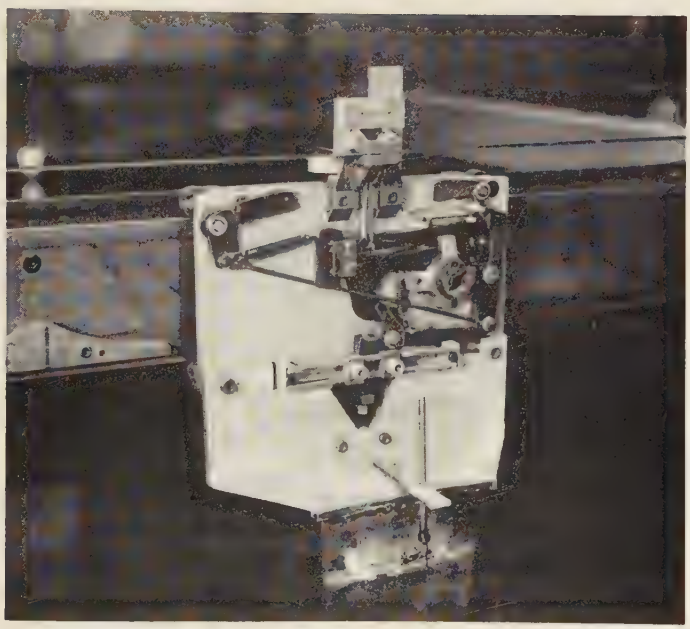


PHOTO 2

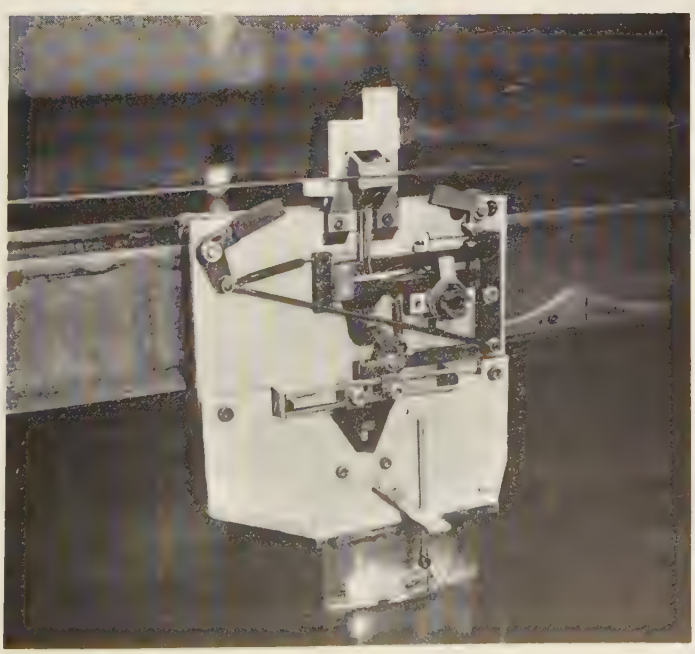


PHOTO 3

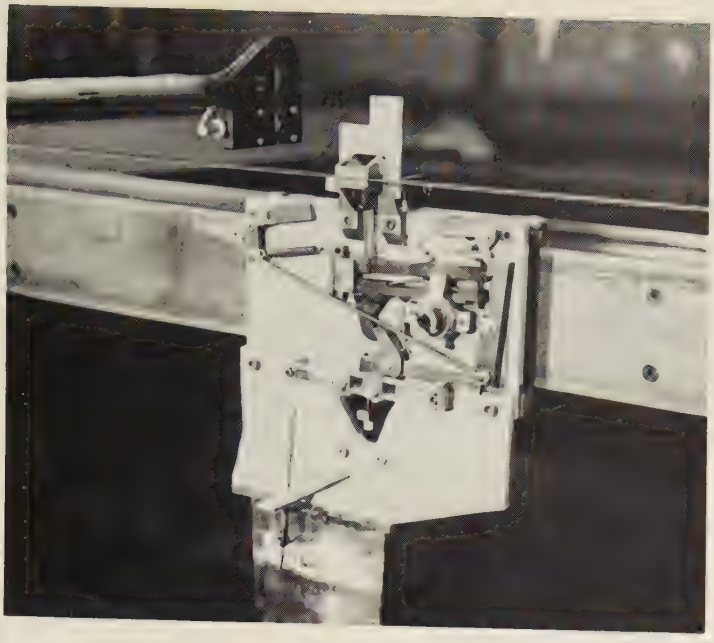


PHOTO 1

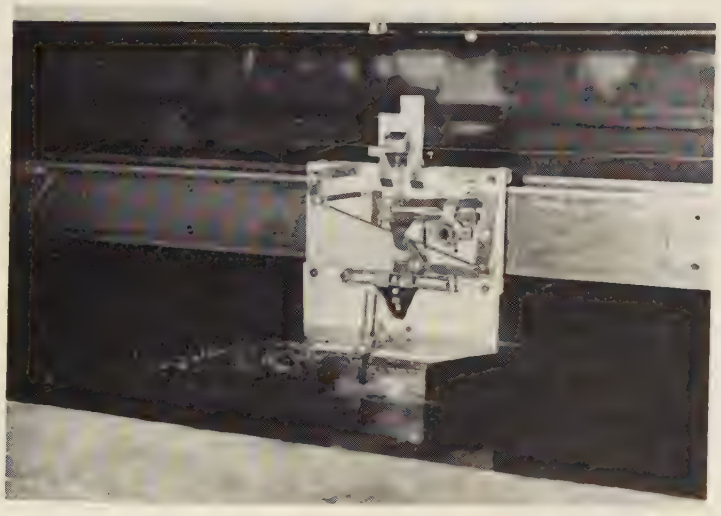


PHOTO 2

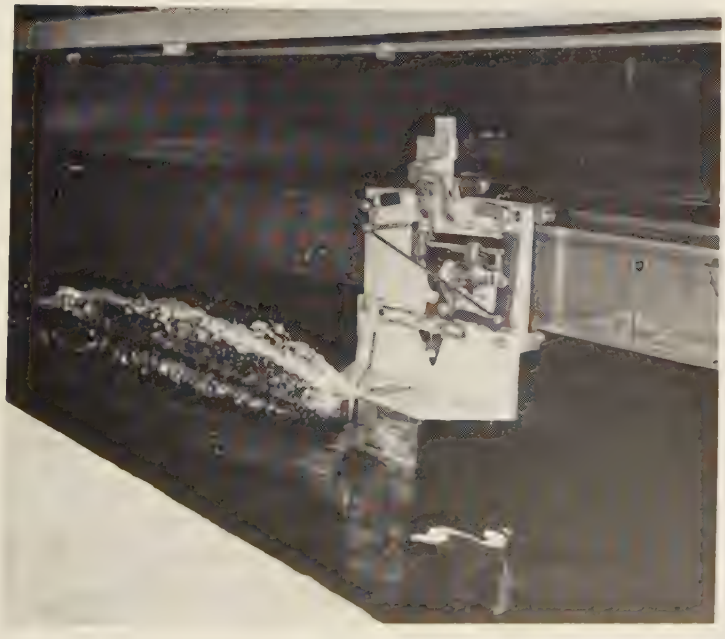


PHOTO 3

PLANCHE 4

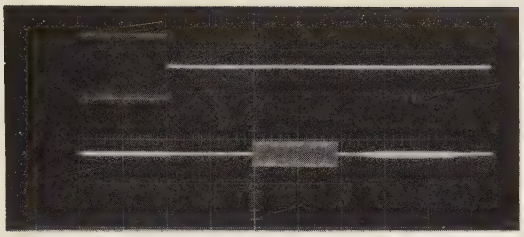


PHOTO 1

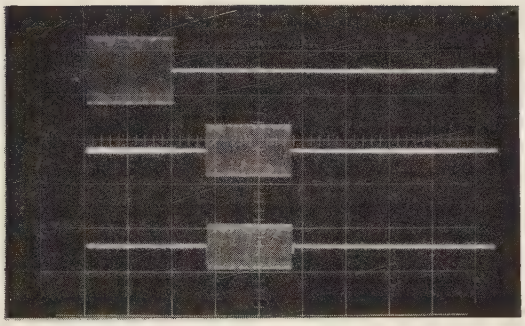


PHOTO 2

échelle : 1 ms/carreau

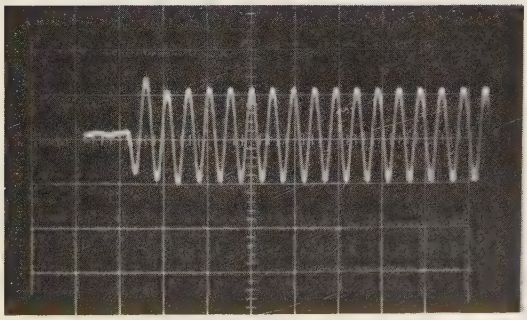


PHOTO 3

échelle : 50 µs/carreau

PLANCHE 5

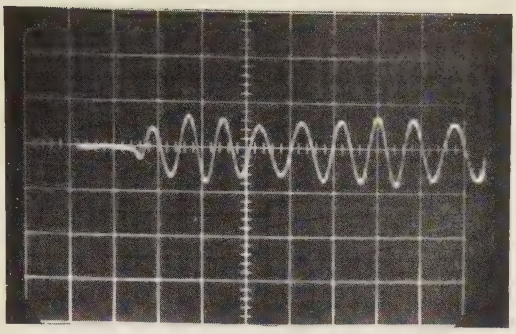


PHOTO 4

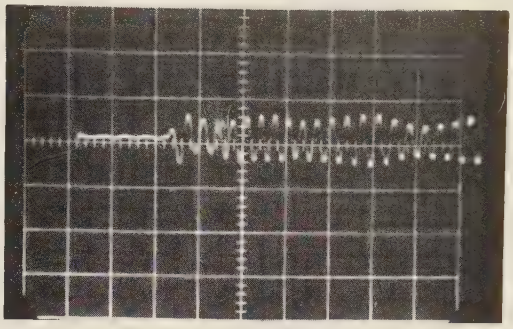


PHOTO 7

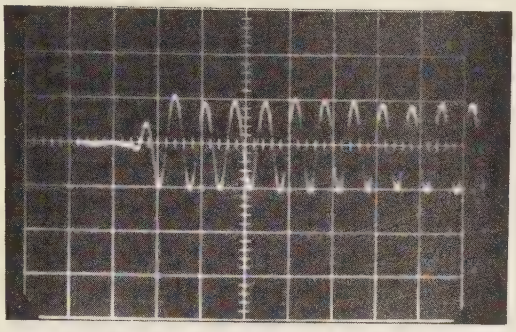


PHOTO 3

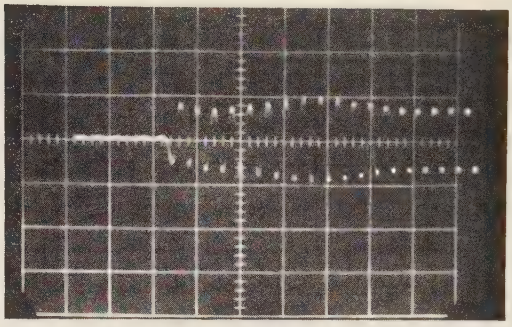


PHOTO 6

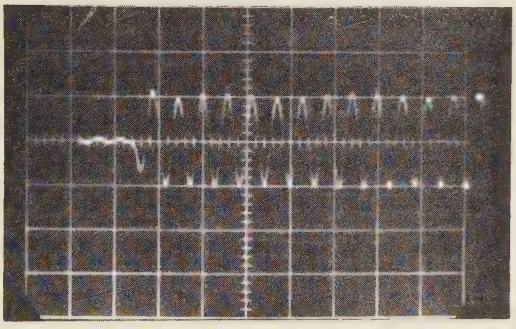


PHOTO 2

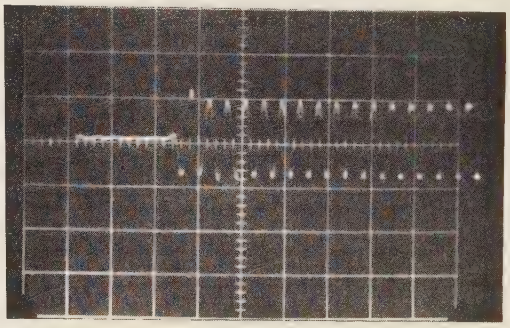


PHOTO 5

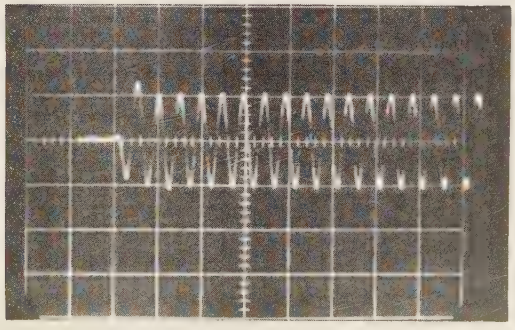


PHOTO 1

PLANCHE 6

LISTE DES FIGURES

Figure 1 : Section des diagrammes de l'onde diffractée par un fil rigide de diamètre d en fonction du rapport d/λ.

2 : Tracé des courbes de réponse des transducteurs.

3 : Schéma de l'alimentation des moteurs.

4 : Schéma du filtre secteur

5 : Comparaison de débit, couple, vitesse du ruban pour le moteur tournant à vide et en charge sous diverses tensions d'alimentation.

6 : Caractéristique couple-vitesse du moteur.

7 : Vitesse du ruban et du chariot en fonction de la tension d'alimentation du moteur.

8 : Schéma du dispositif de mesure de vitesse du chariot.

9 : Schéma donnant la disposition des poulies pour l'entraînement du ruban.

10 : Evolution de la vitesse du chariot en fonction de sa position sur le rail de guidage.

11 : Courbe donnant la vitesse du chariot en fonction du temps de passage du cache de 50 mm.

12 : Implantation des éléments dans la cuve.

13 : Synoptique général de l'ensemble émission-réception.

14 : Schéma de la chaîne d'émission.

15 : Schéma de la chaîne de réception.

16 : Schéma d'un étage de l'amplificateur de réception.

17 : Schéma de la synchronisation d'émission dans le cas de l'émission monochromatique.

18 : Vitesse du fil en fonction du numéro du canal de stockage dans le bloc mémoire du sélecteur multicanaux.

19 : Histogramme de période d'une réalisation, le pavé de réception est traîté une seule fois.

20 : Histogramme de période d'une réalisation, le pavé de réception est traîté une quinzaine de fois.

Figure 21 : Fréquence du signal écho en fonction de la vitesse du fil.

22 : Schéma synoptique de l'ensemble émission-réception dans le cas de l'émission monochromatique.

23 : Comparaison des spectres de fréquence pour
- un signal écho simulé,
- un signal réel sans propagation
- un signal écho réel.

24 : Comparaison de deux spectres de fréquence correspondant à une double émission sur un mobile lancé à la vitesse de 4,5 m/s.

25 : Tracé de spectres de fréquence pour des émissions monochromatiques, de fréquence 2000 kHz,sur des mobiles se rapprochant des transducteurs.

26 : Tracé des spectres de fréquence pour des émissions monochromatiques, de fréquence 2000 kHz, sur des mobiles s'éloignant des transducteurs.

27 : Détermination des bandes de fréquence du signal à traiter pour une émission à deux fréquences distinctes en fonction de la vitesse des mobiles.

28 : Tracé des spectres de fréquence obtenus par réflexion sur un fil de l'émission de deux fréquences pures.

29 : Schéma synoptique de la chaîne d'émission pour le cas de l'émission modulée linéairement en fréquence.

30 : Evolution du spectre de fréquence du signal écho pour une émission M.L.F. sur un fil animé de vitesse.

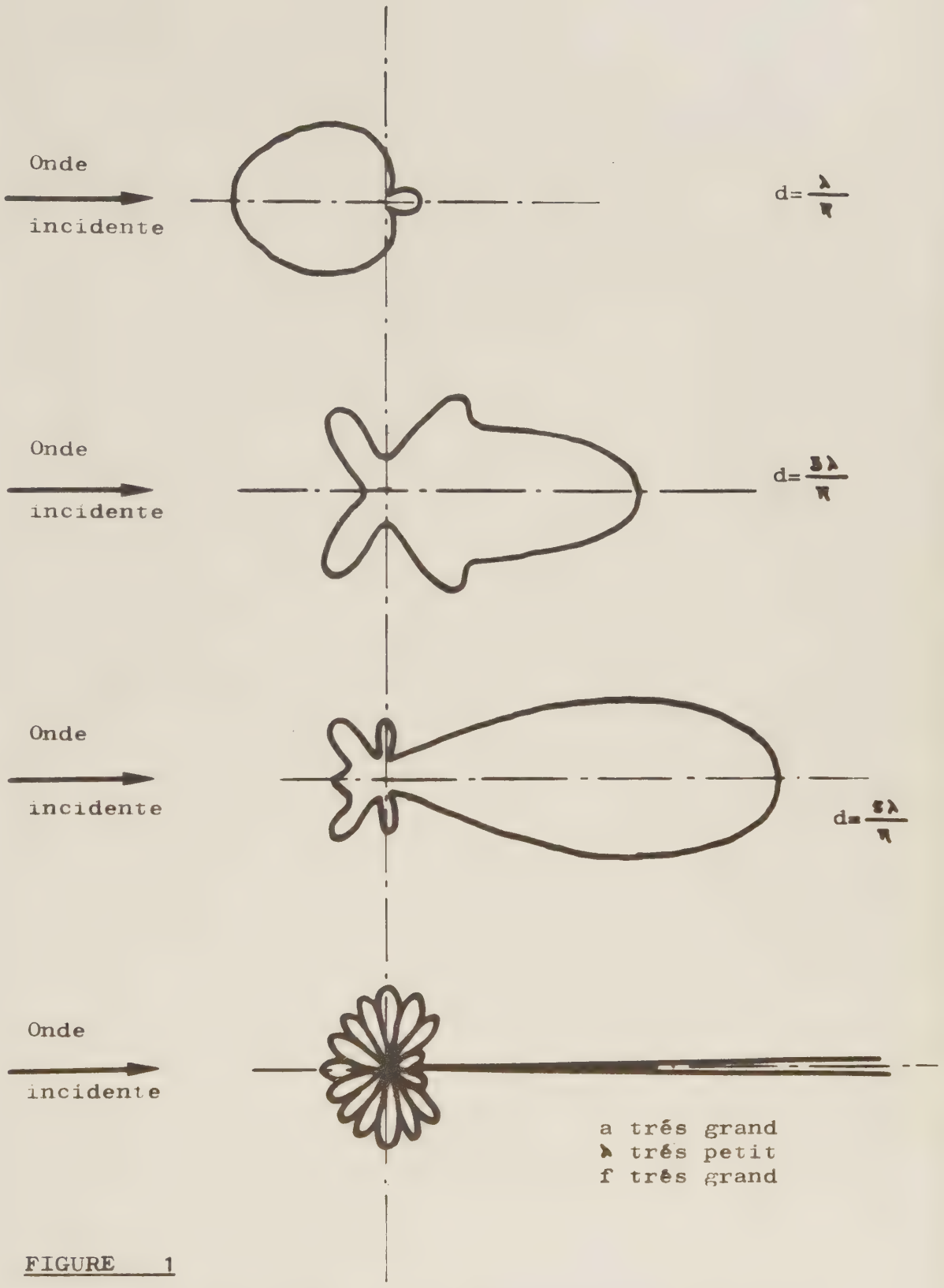


FIGURE 1

SECTION DES DIAGRAMMES DE L'ONDE DIFFRACTEE PAR UN FIL RIGIDE DE DIAMETRE d EN FONCTION DU RAPPORT d/λ

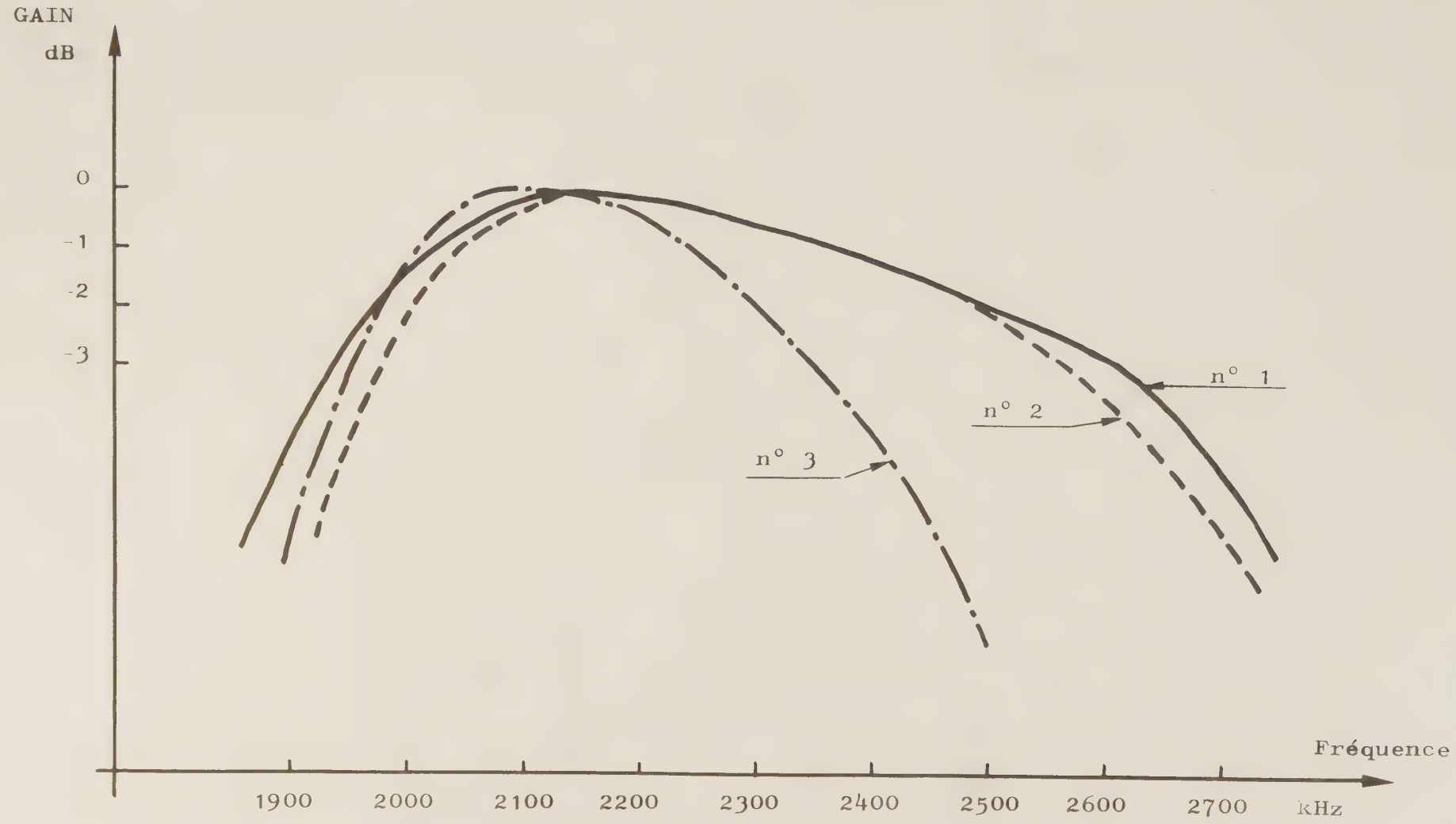


FIGURE 2 TRACE DES COURBES DE REPONSE DES TRANSDUCTEURS

CEPHAG

FIGURE 3 SCHEMA DE L'ALIMENTATION DES MOTEURS

(VARIATEUR DE VITESSE)

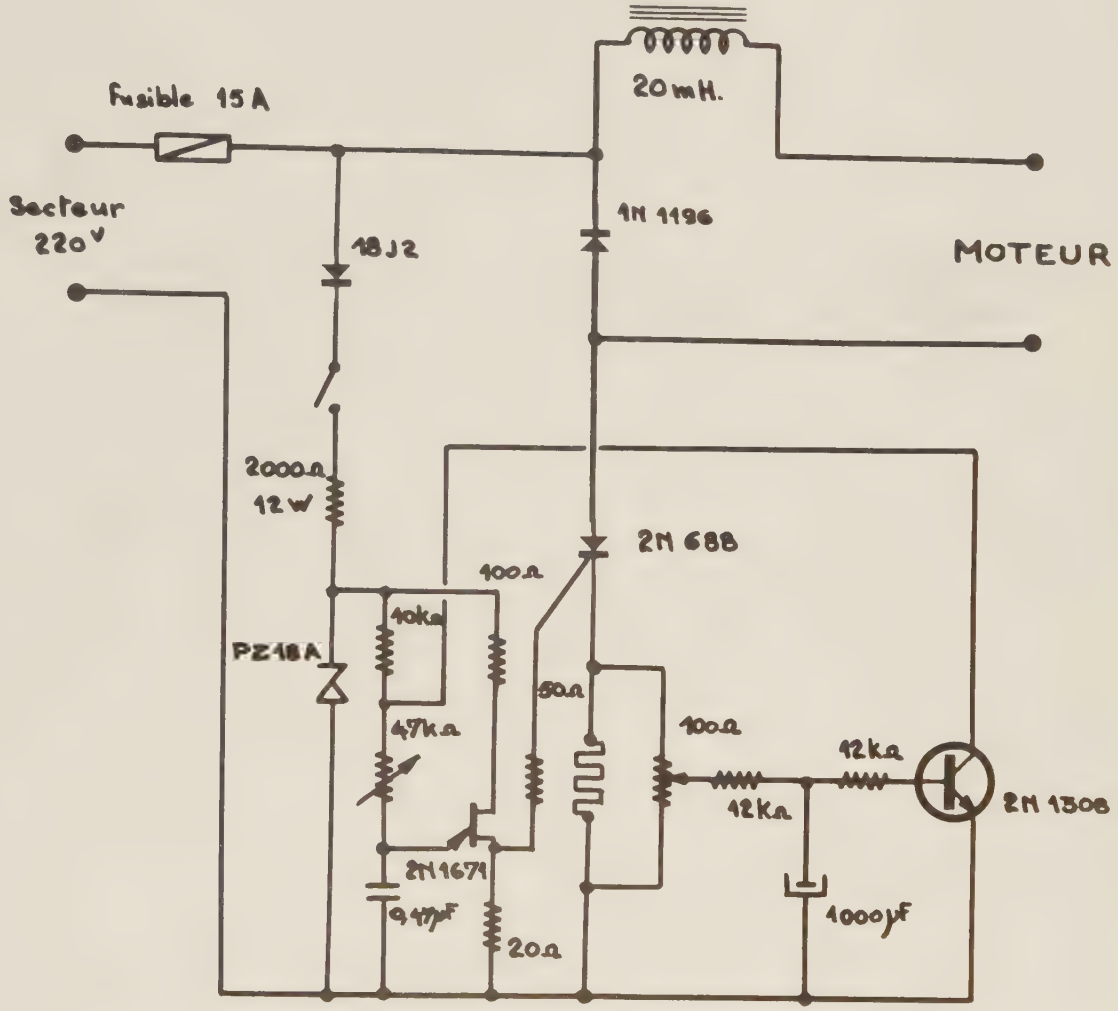
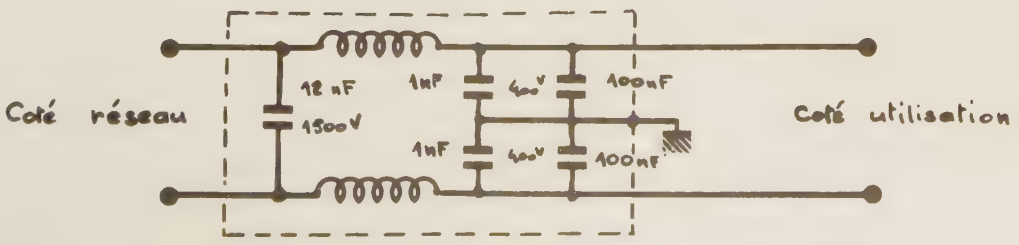


FIGURE 4 SCHEMA DU FILTRE SECTEUR



CEPHAG

Tension continue d'alim. V	CHARIOT DEBRAYE Débit A	Couple cm.N	Vitesse ruban tr/mn	CHARIOT EMBRAYE Débit A	Couple cm.N	Vitesse ruban tr/mn	Δ v %
10	3,4	40	340	5,2	90	300	12
20	4,2	50	680	8	160	600	12
30	5	80	1020	12	270	900	12

FIGURE 5

COMPARAISON DE DEBIT, COUPLE, VITESSE DU RUBAN POUR LE MOTEUR TOURNANT A VIDE ET EN CHARGE SOUS DIVERSES TENSIONS D'ALIMENTATION.

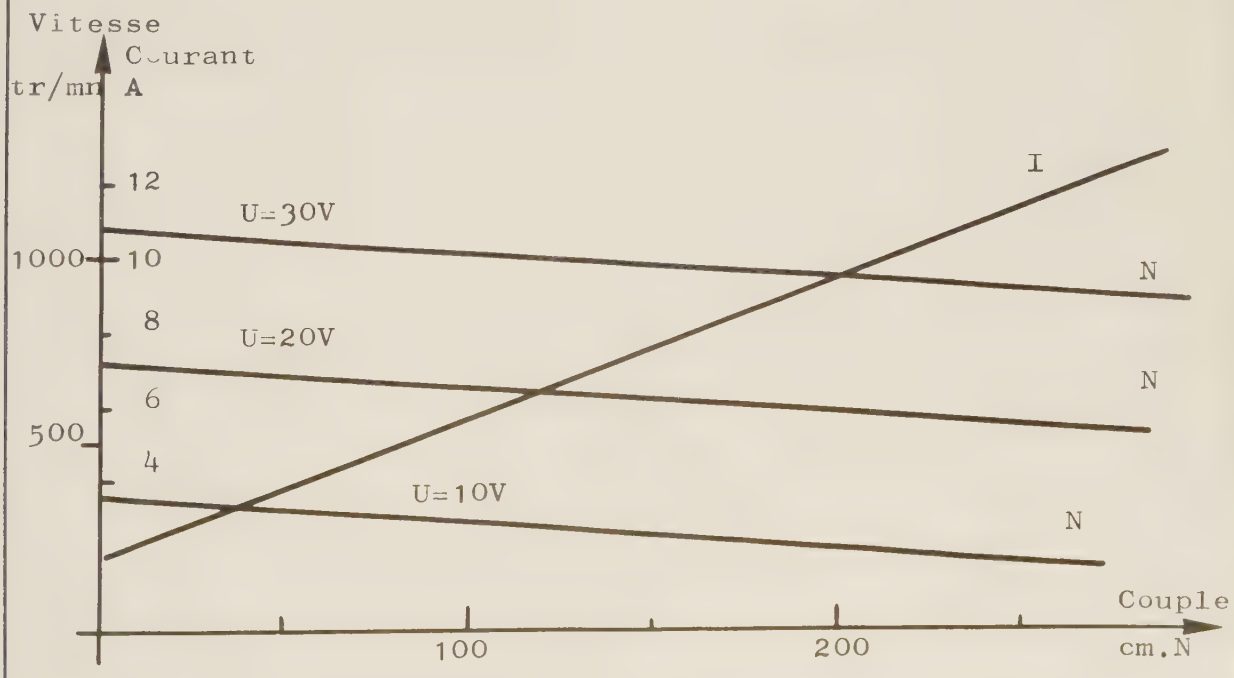


FIGURE 6

CARACTERISTIQUE COUPLE-VITESSE DU MOTEUR

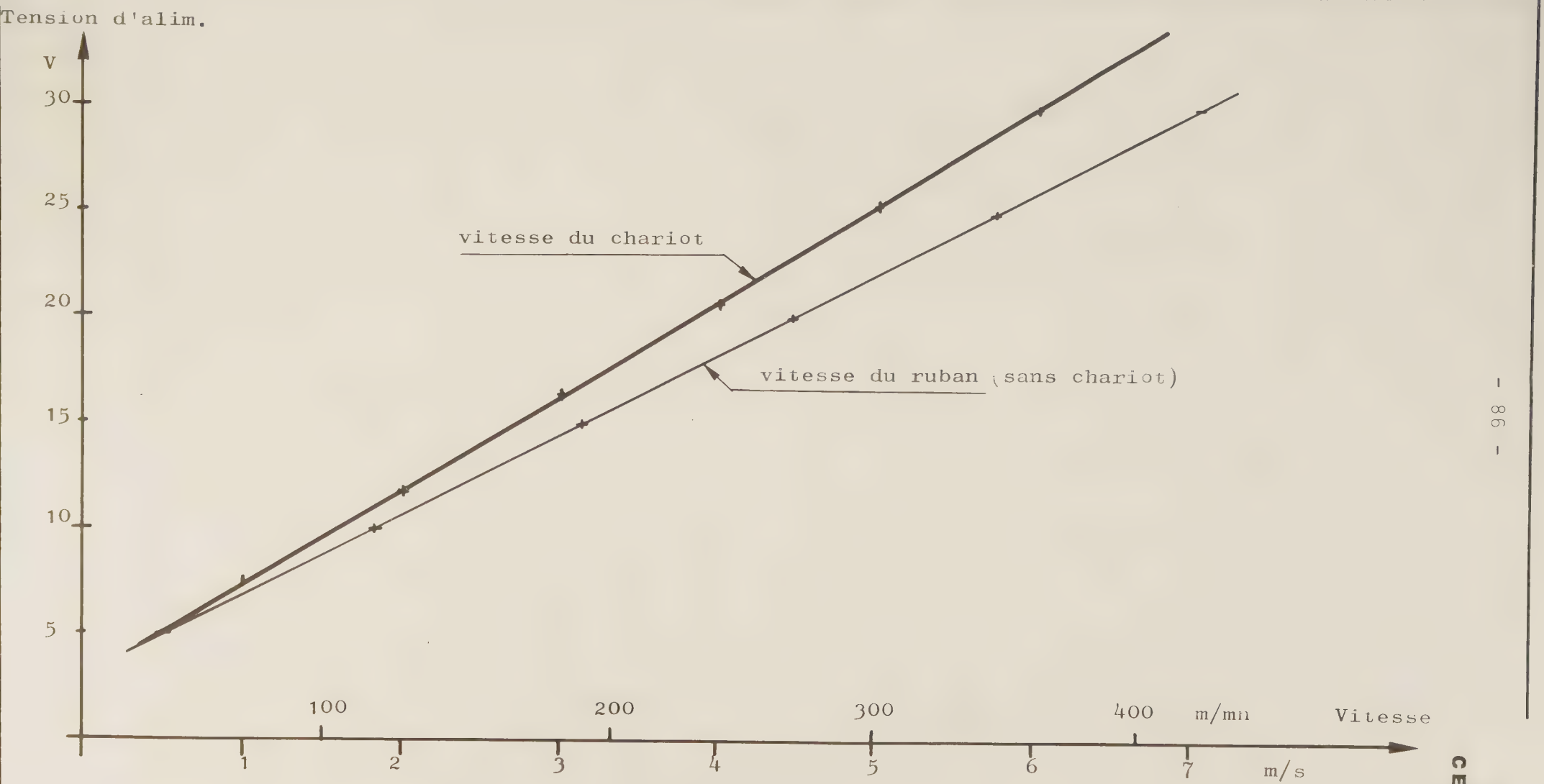


FIGURE 7 VITESSES DU RUBAN ET DU CHARIOT EN FONCTION DE LA TENSION D'ALIMENTATION DU MOTEUR

CERHAG

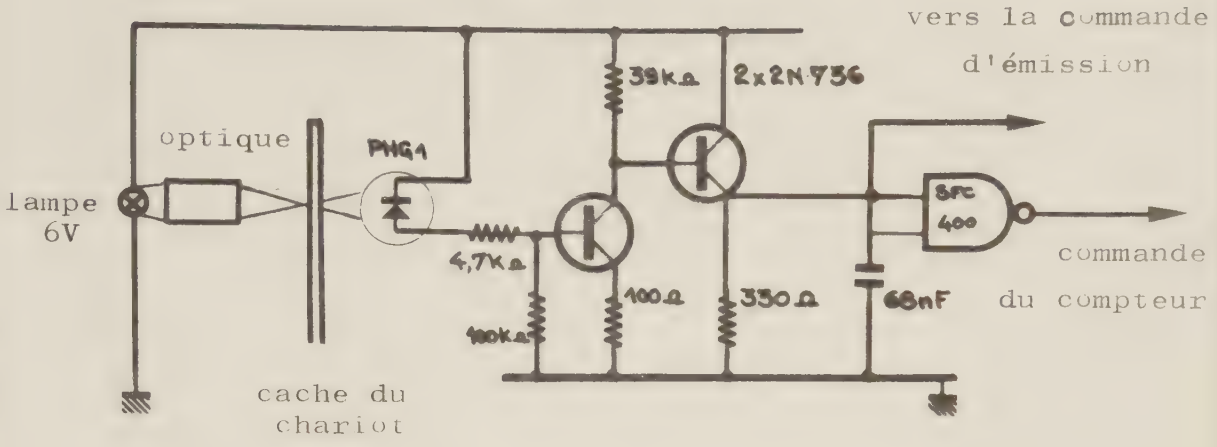


FIGURE 8

SCHEMA DU DISPOSITIF DE MESURE DE VITESSE DU CHARIOT

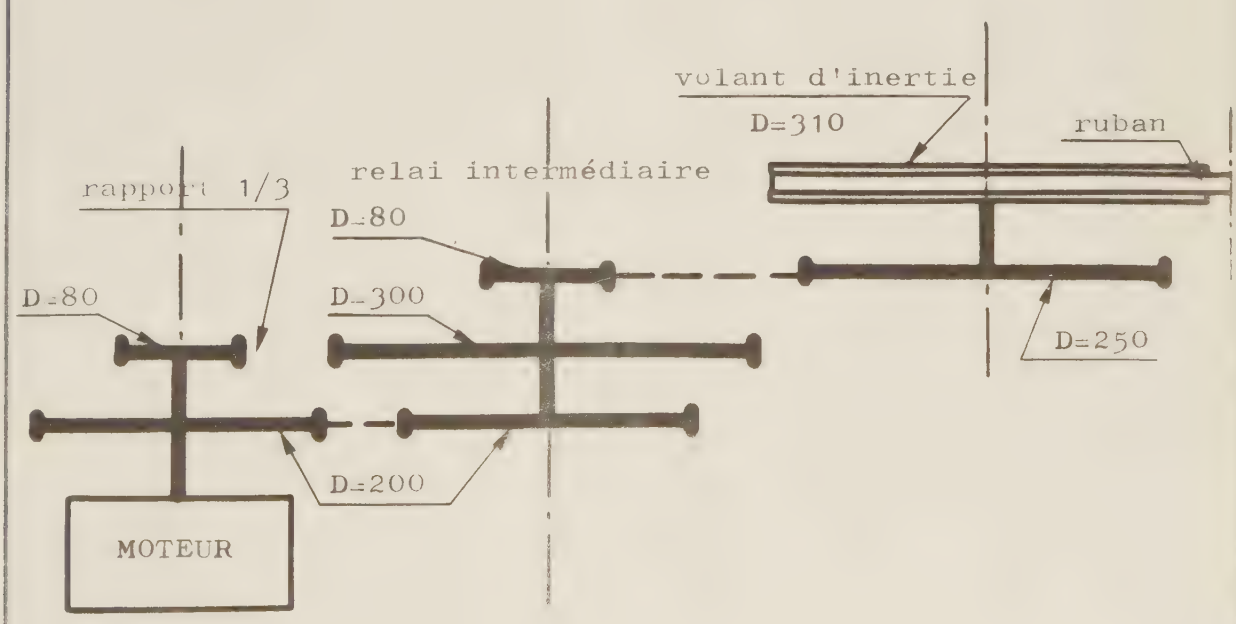


FIGURE 9

SCHEMA DONNANT LA DISPOSITION DES POULIES POUR L'ENTRAINEMENT DU RUBAN

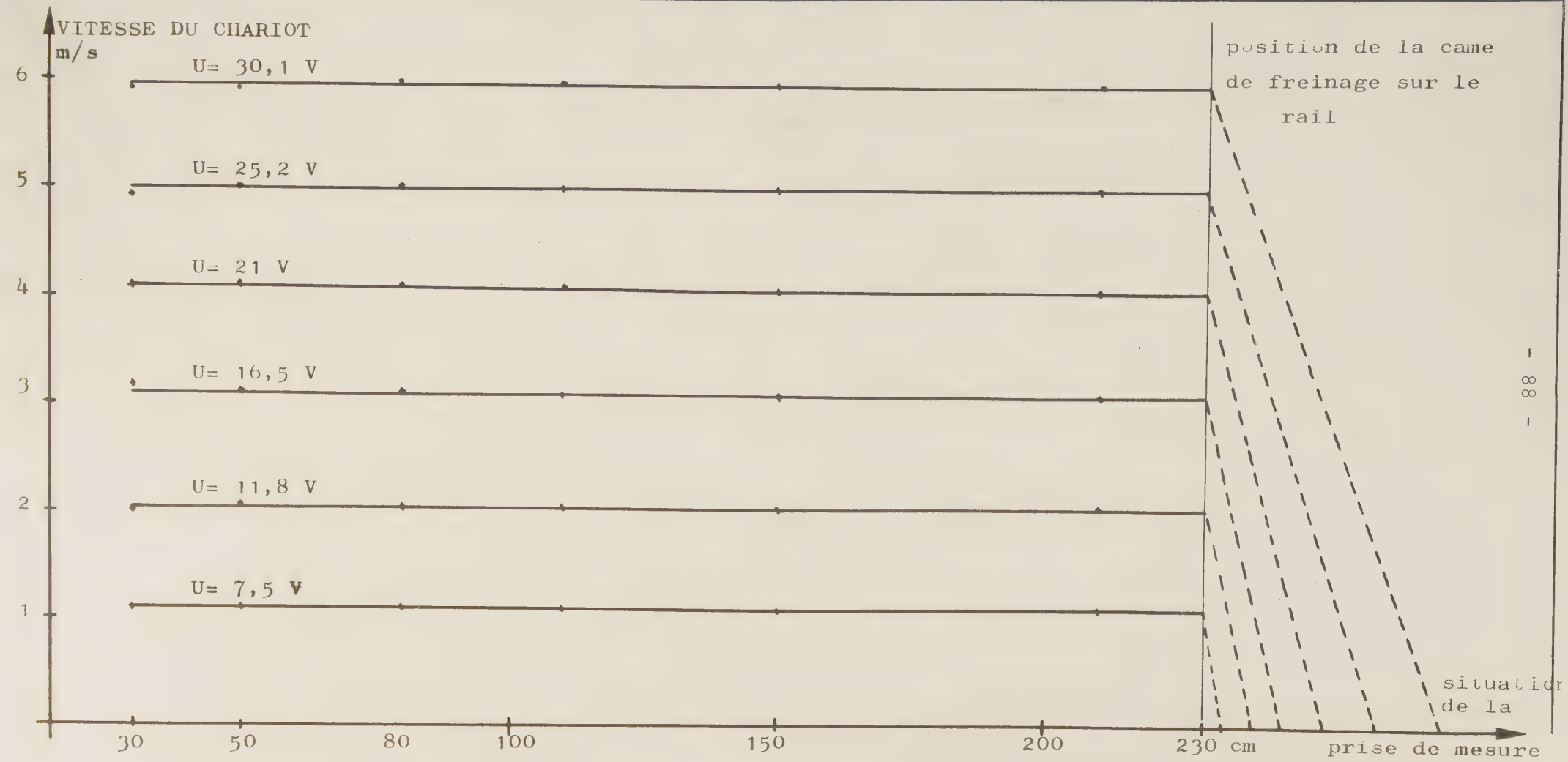


FIGURE 10 EVOLUTION DE LA VITESSE DU CHARIOT EN FONCTION DE SA POSITION SUR LE RAIL DE GUIDAGE

CERHAG

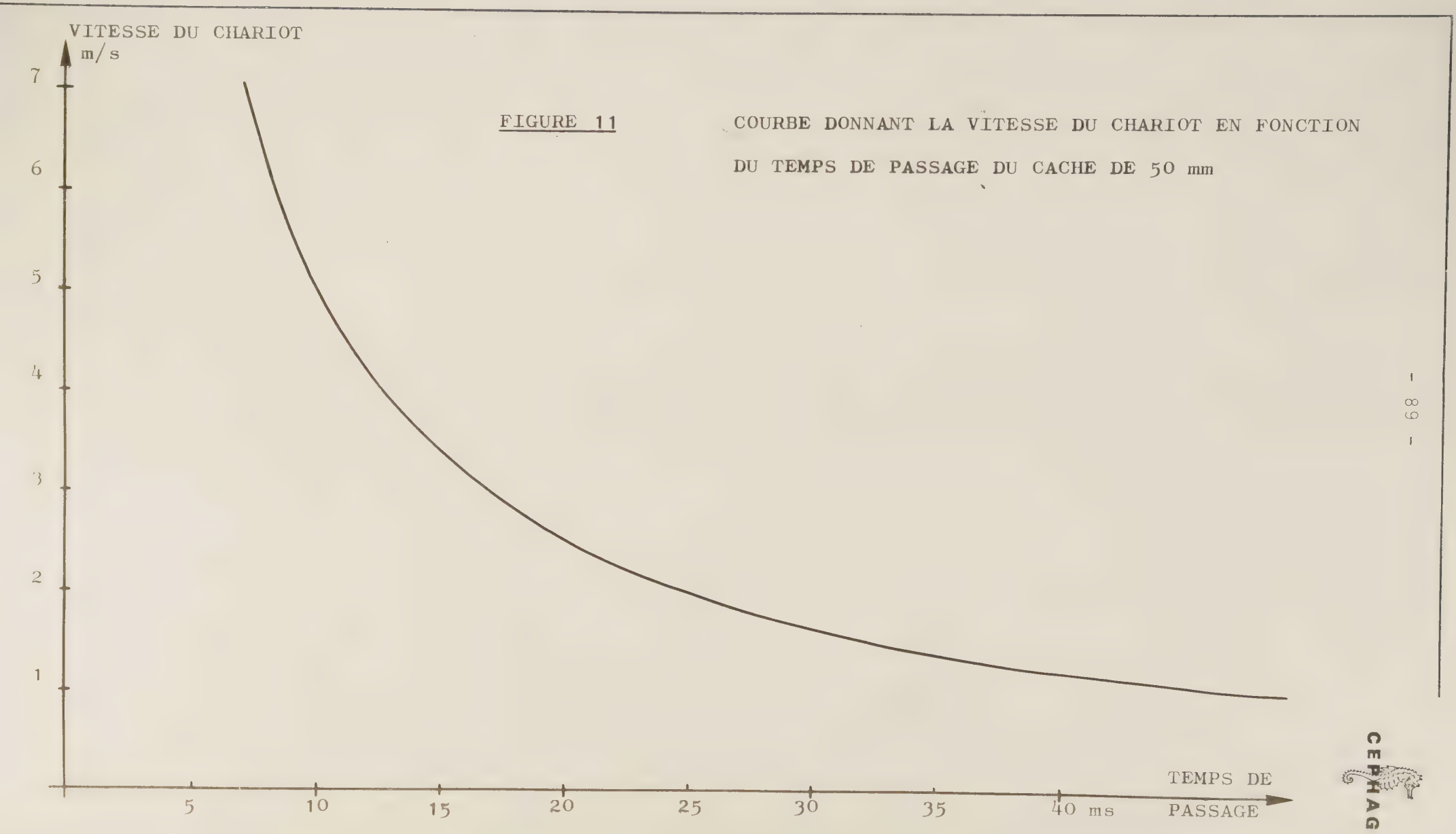


FIGURE 11 COURBE DONNANT LA VITESSE DU CHARIOT EN FONCTION DU TEMPS DE PASSAGE DU CACHE DE 50 mm

CEPHAG

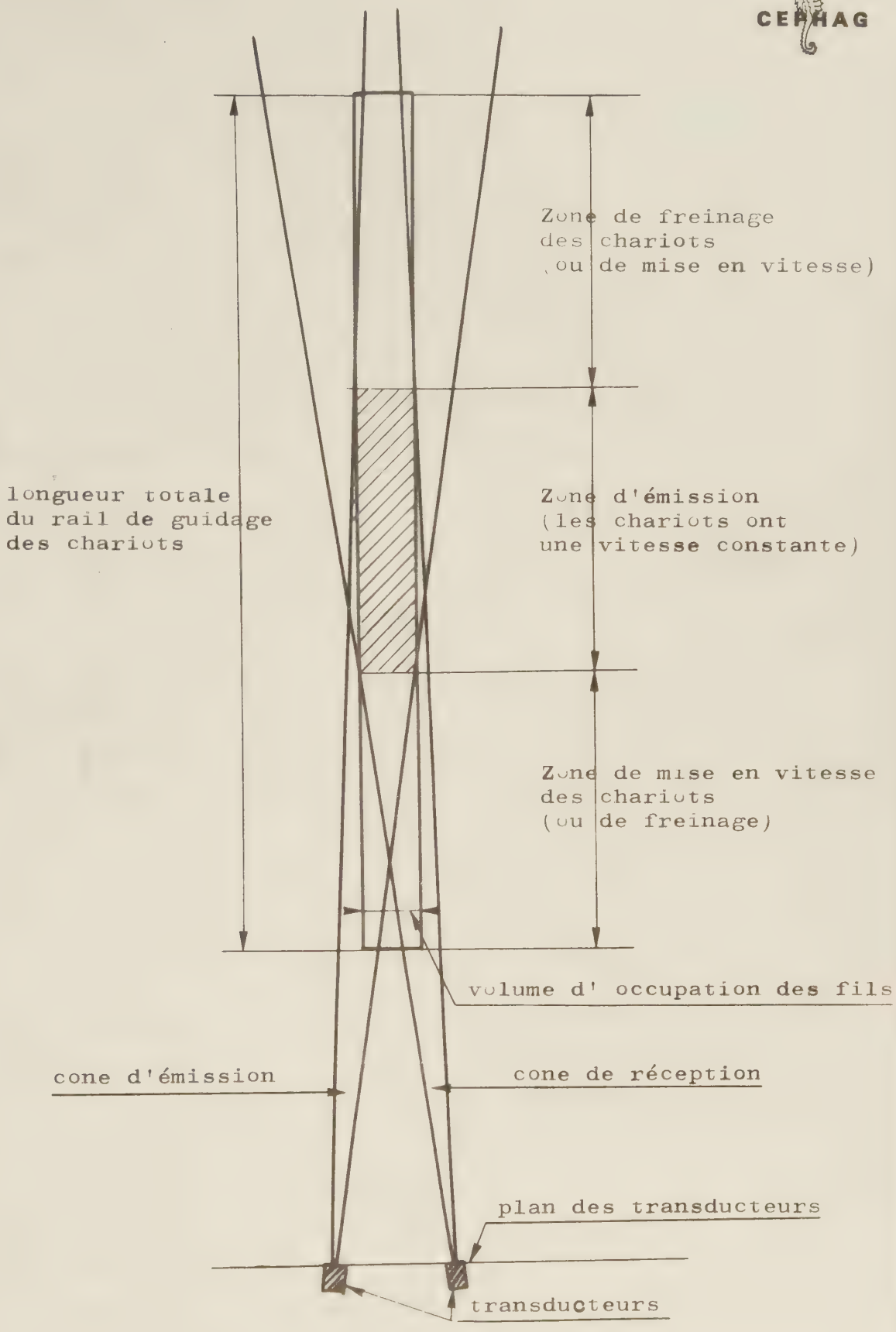


FIGURE 12

IMPLANTATION DES ELEMENTS DANS LA CUVE

(VUE DE DESSUS)

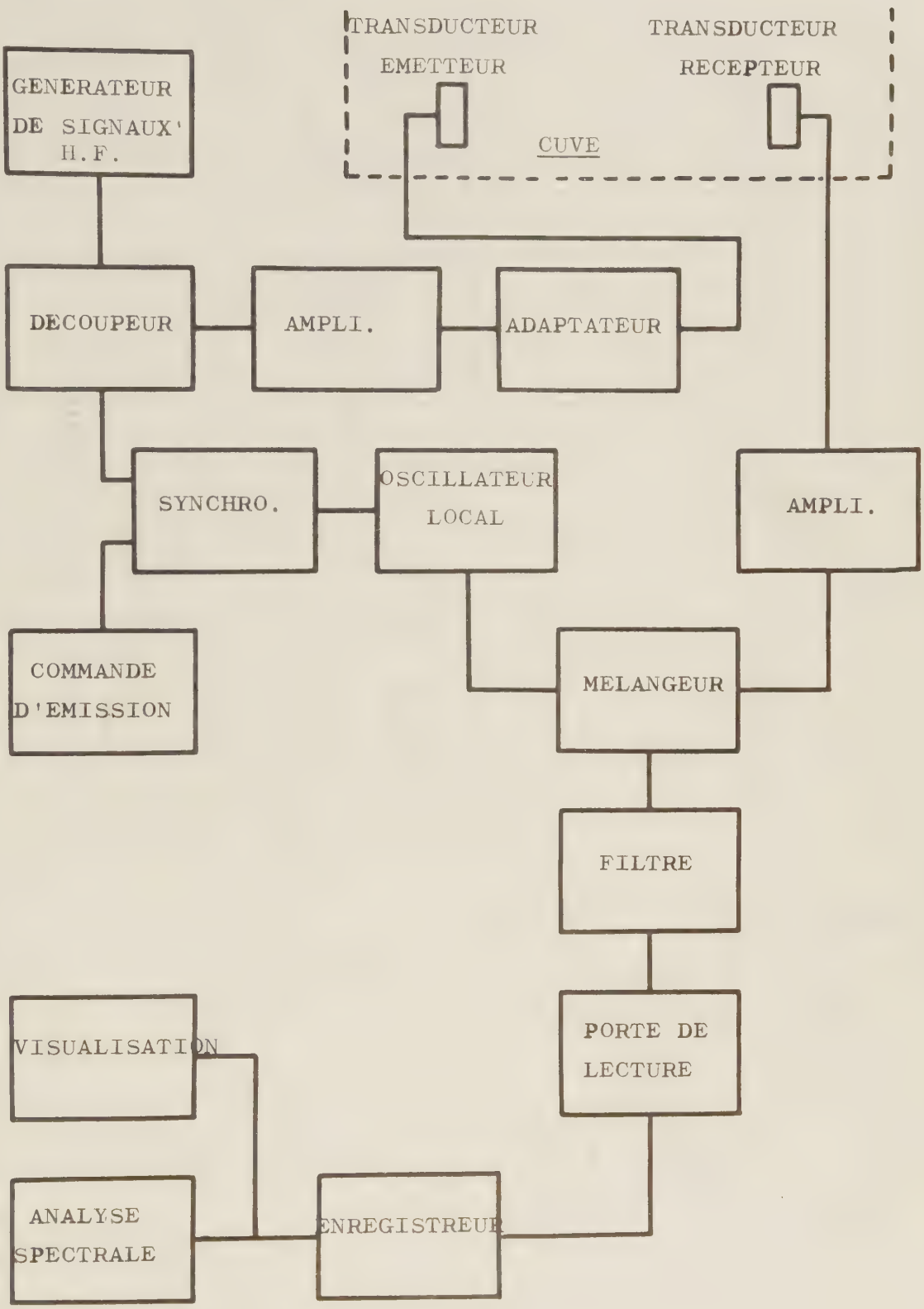


FIGURE 13 SYNOPTIQUE GENERAL DE L'ENSEMBLE EMISSION-RECEPTION

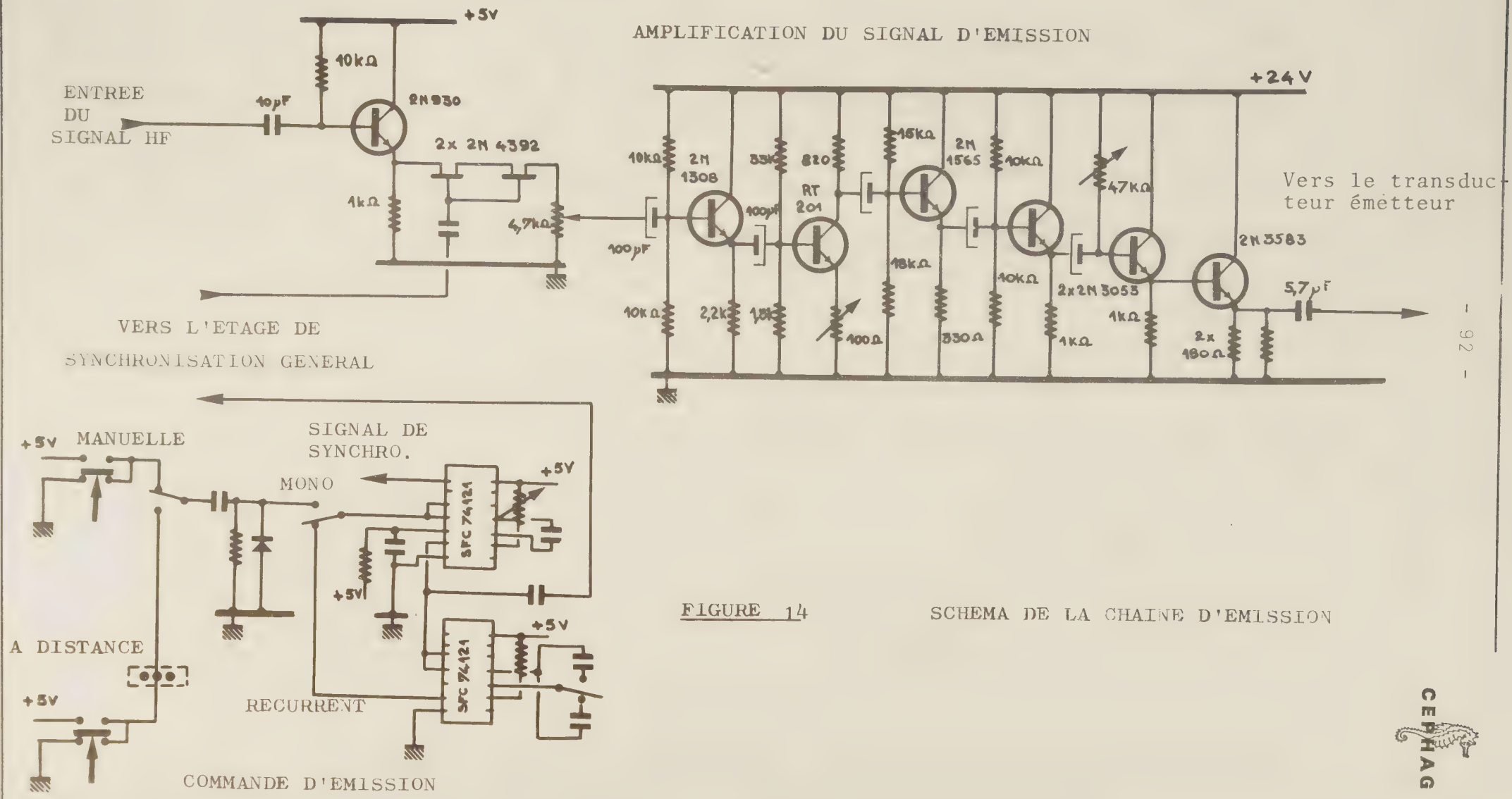


FIGURE 14 SCHEMA DE LA CHAINE D'EMISSION

CERHAG

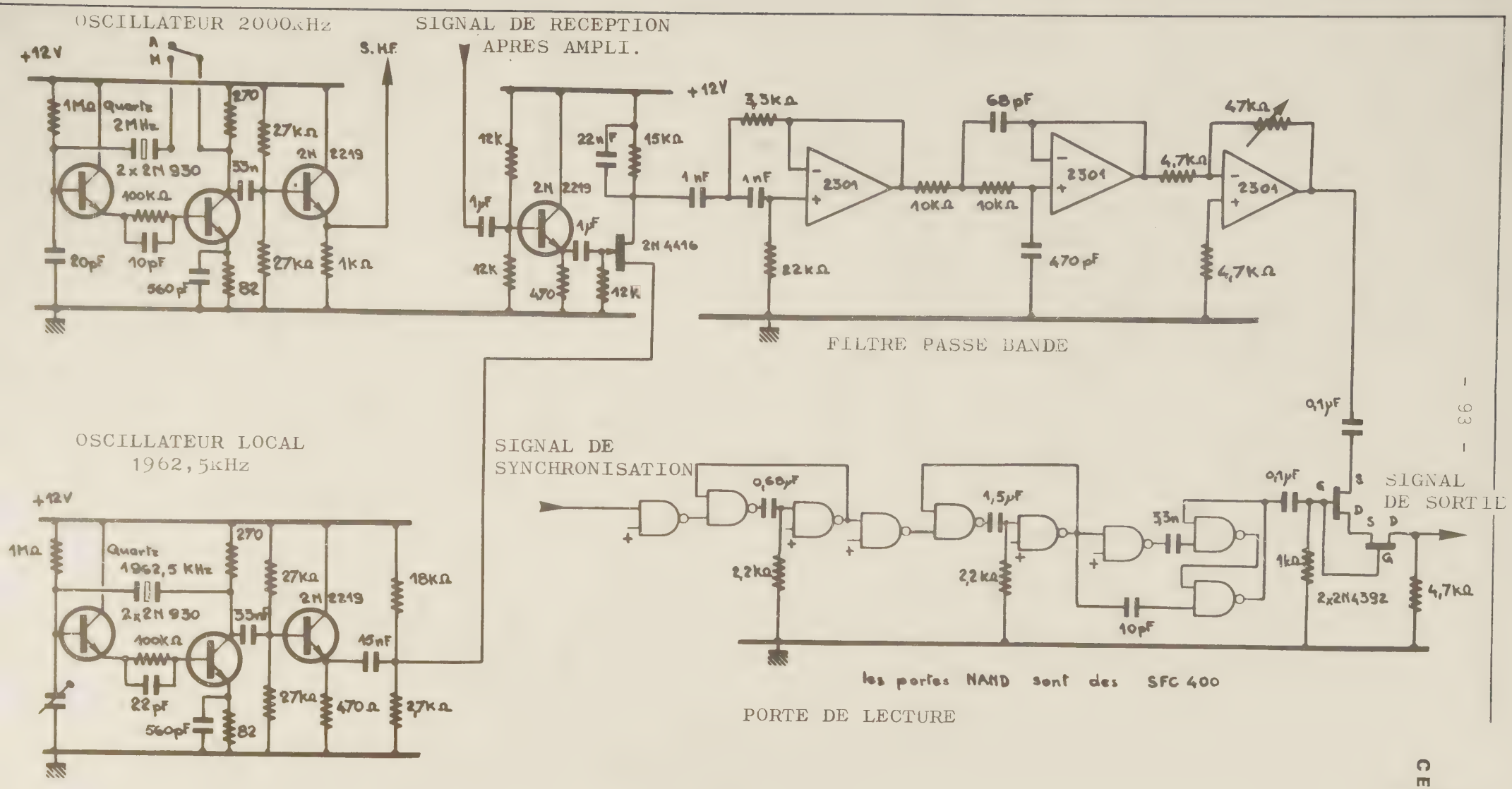


FIGURE 15 SCHEMA DE LA CHAINE DE RECEPTION

CEPHAG

CEPHAG

l'amplificateur comporte 4 étages identiques

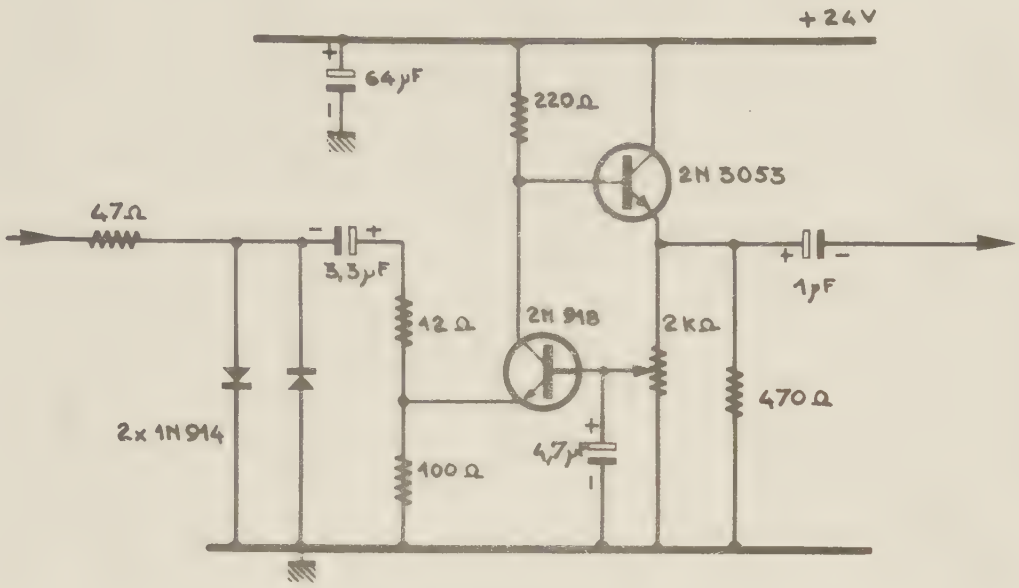


FIGURE 16 SCHEMA D'UN ETAGE DE L'AMPLIFICATEUR DE RECEPTION

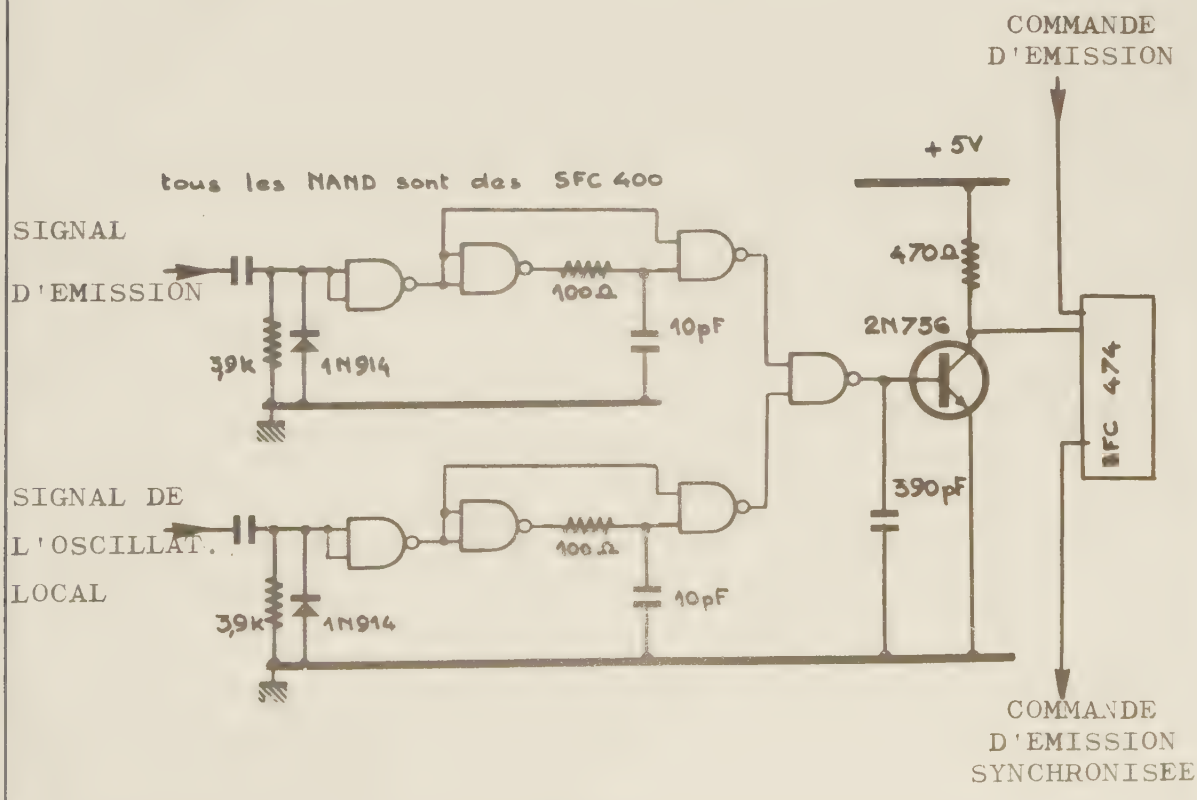
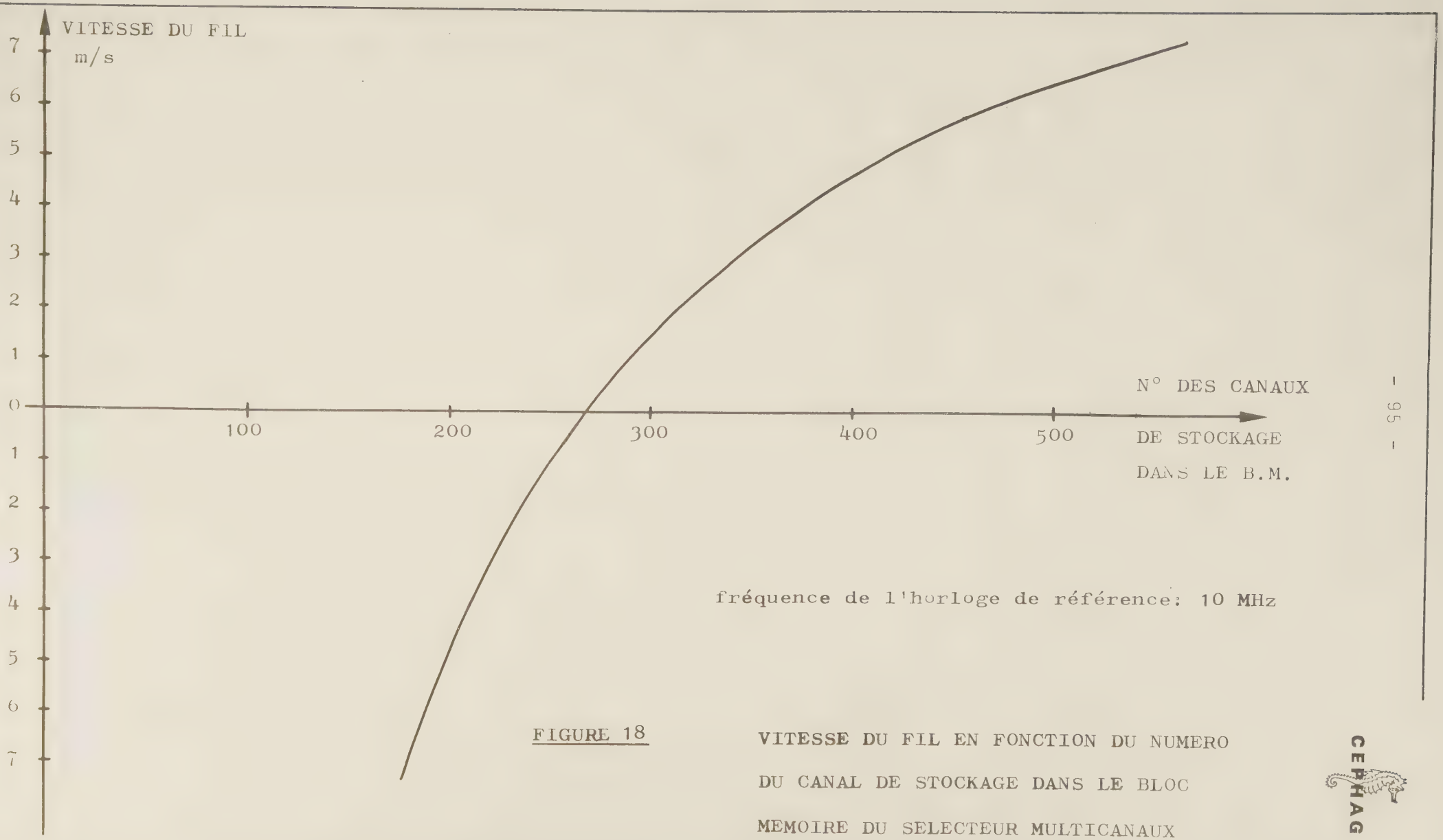


FIGURE 17 SCHEMA DE LA SYNCHRONISATION D'EMISSION

(cas de l'émission monochromatique)



fréquence de l'horloge de référence: 10 MHz

FIGURE 18

VITESSE DU FIL EN FONCTION DU NUMERO DU CANAL DE STOCKAGE DANS LE BLOC MEMOIRE DU SELECTEUR MULTICANAUX

CERHAG

HISTOGRAMME DE PERIODE D'UNE REALISATION.

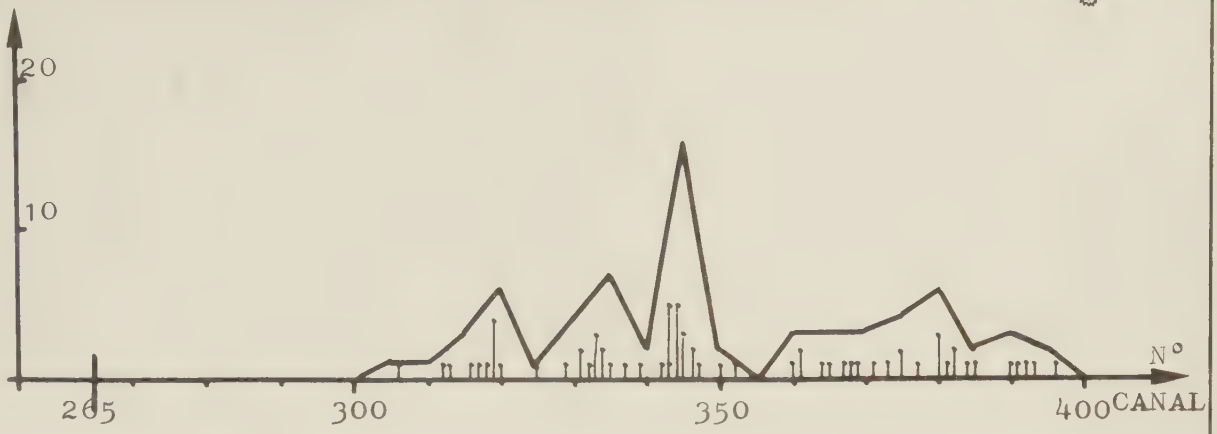
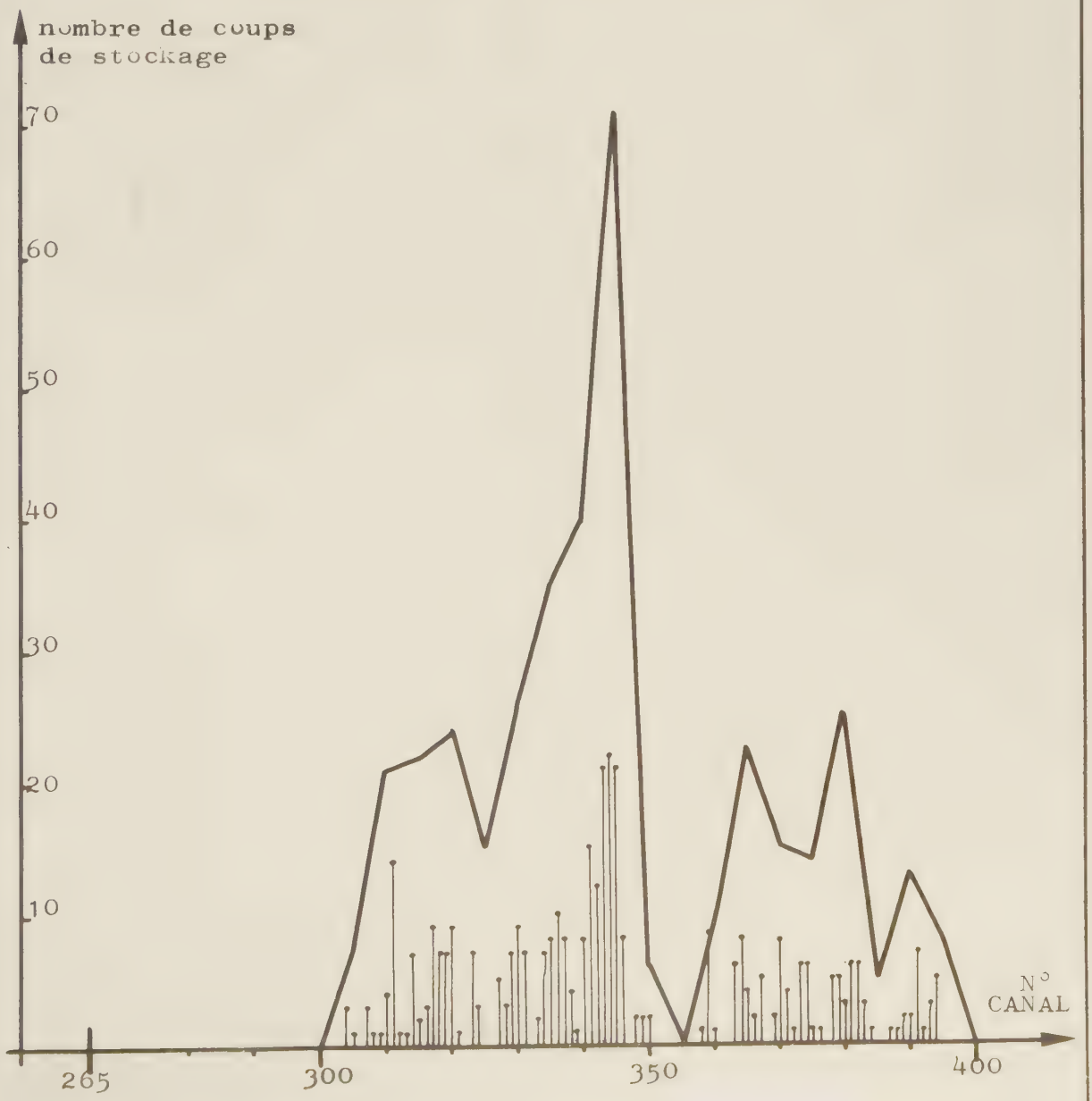


FIGURE 19 LE PAVE DE RECEPTION EST TRAITE UNE SEULE FOIS

FIGURE 20 LE PAVE DE RECEPTION EST TRAITE UNE QUINZAINE DE FOIS



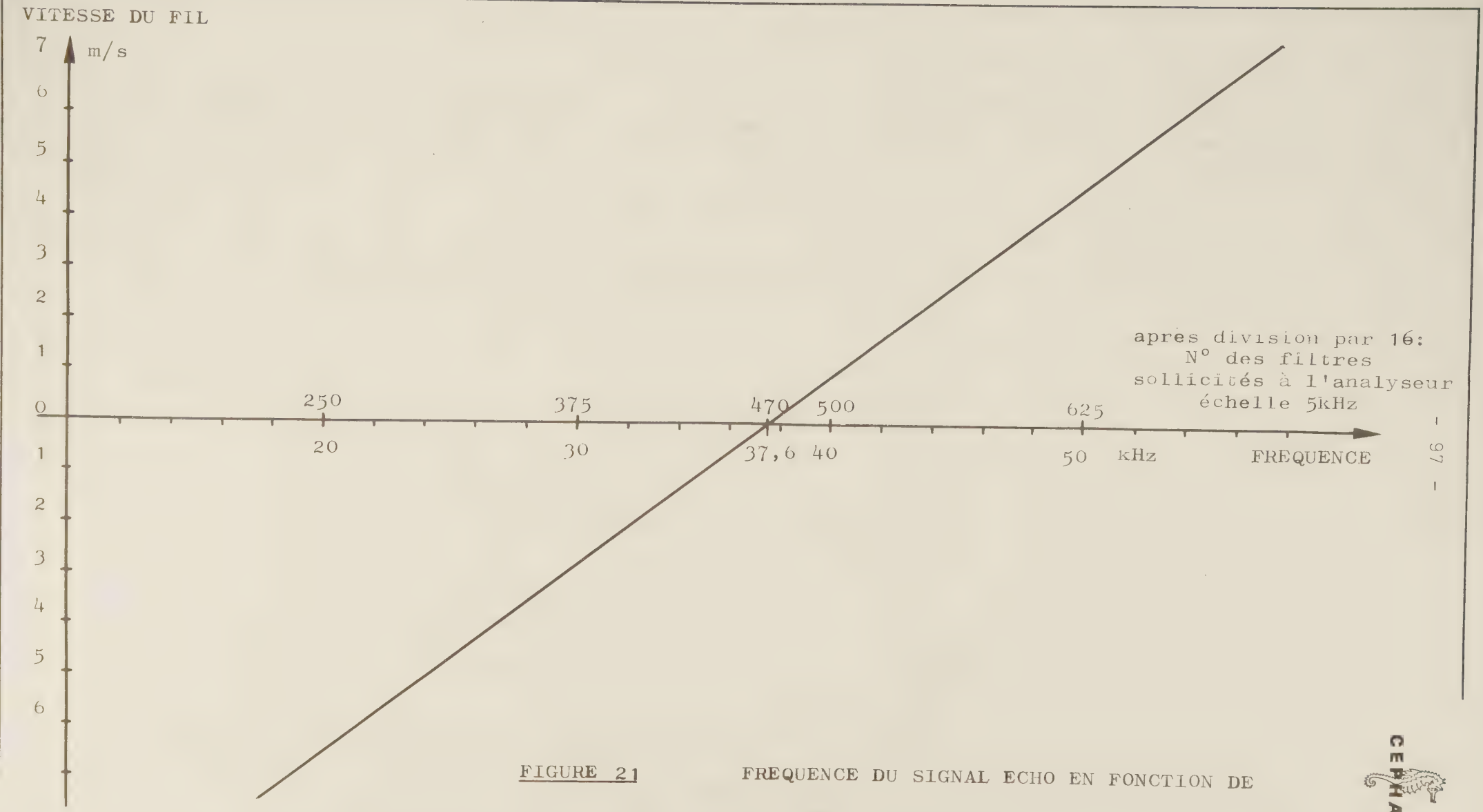


FIGURE 21 FREQUENCE DU SIGNAL ECHO EN FONCTION DE LA VITESSE DU FIL

CERHAG

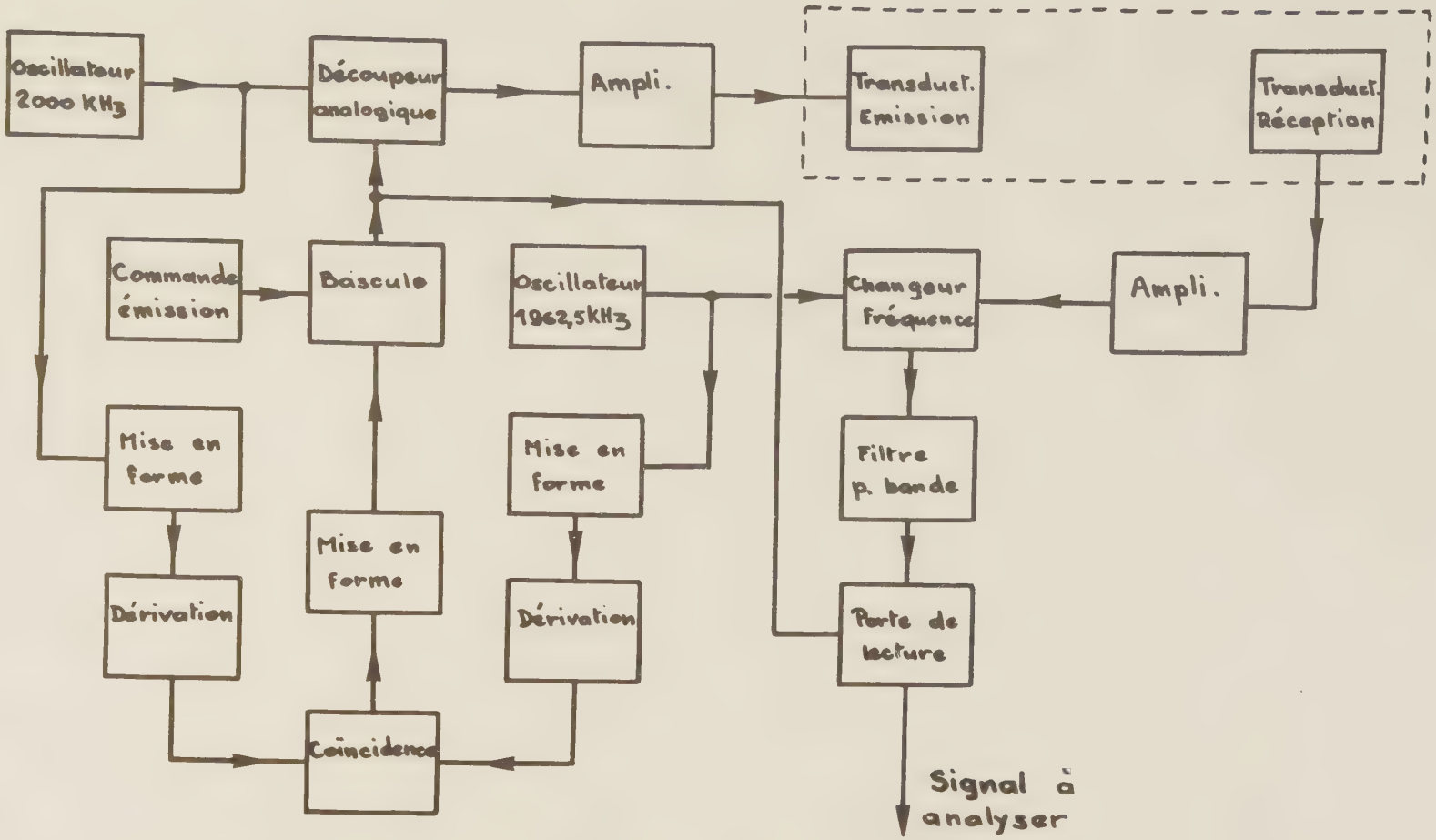


FIGURE 22

SCHEMA SYNOPTIQUE DE L'ENSEMBLE EMISSION-RECEPTION

DANS LE CAS DE L'EMISSION MONOCHROMATIQUE

CERHAG

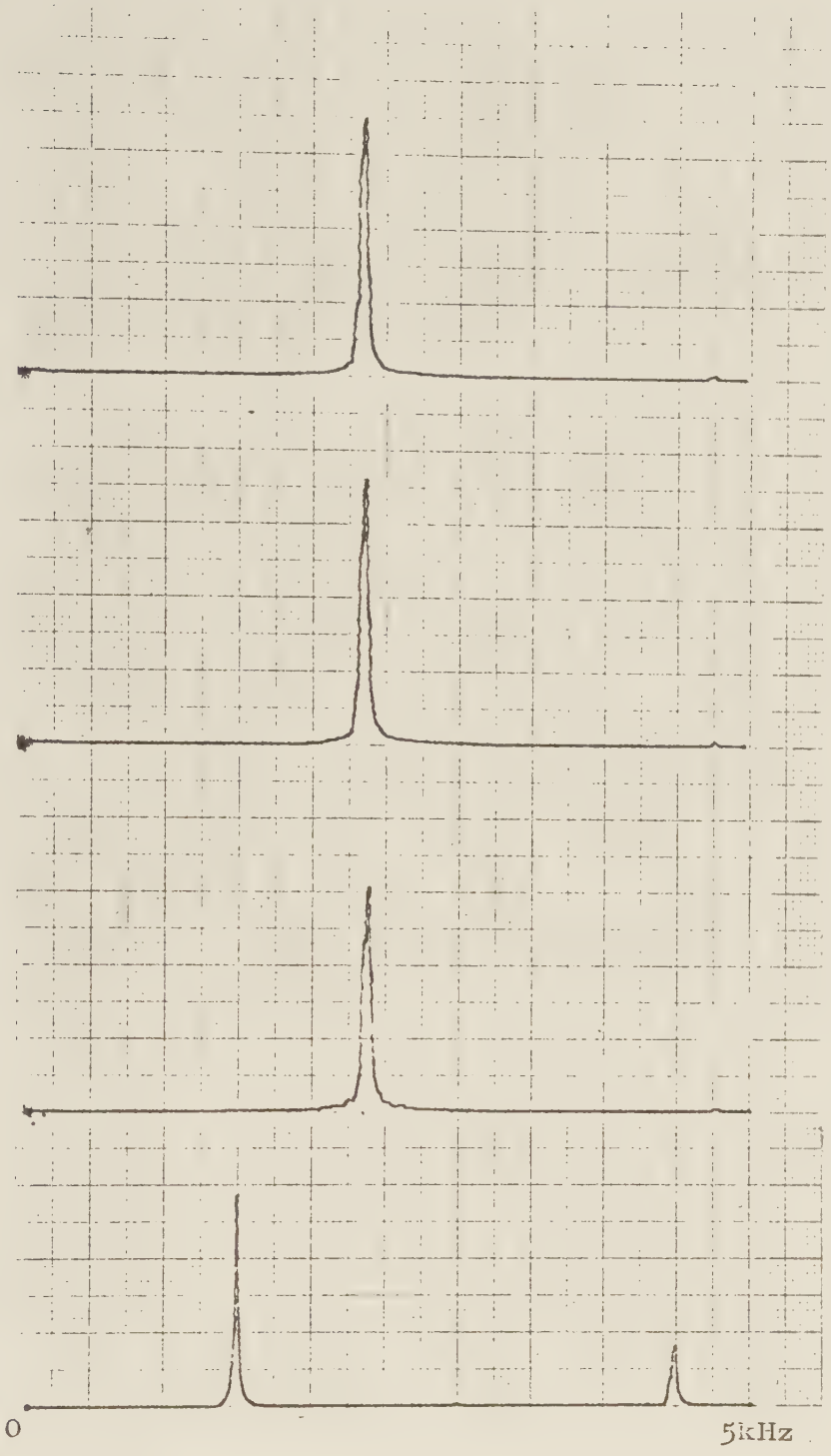


FIGURE 23

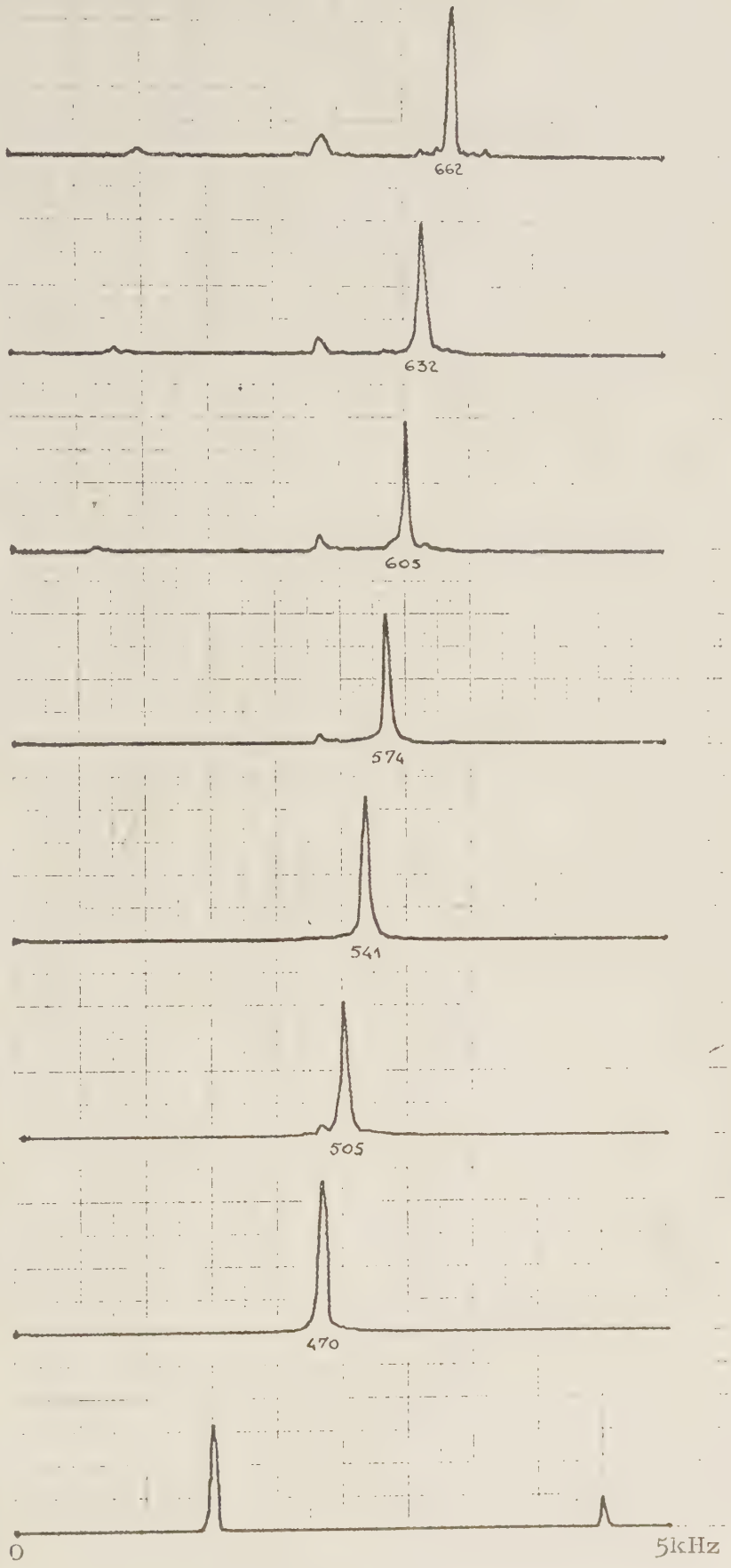
COMPARAISON DES SPECTRES DE FREQUENCE
POUR UN SIGNAL ECHO SIMULE
UN SIGNAL REEL SANS PROPAGATION
UN SIGNAL ECHO REEL

CEPHAG

FIGURE 24

COMPARAISON DE DEUX SPECTRES DE FREQUENCE CORRESPONDANT A UNE DOUBLE EMISSION SUR UN MOBILE LANCE A LA VITESSE DE 4,05 m/s

CERMAG



t= 8,79ms
v=5,7 m/s
F=52,96kHz

t=10,70ms
v=4,8 m/s
F=50,56kHZ

t=13,03ms
v=3,8 m/s
F=48,4 kHz

t=16,80ms
v=2,98 m/s
F=45,92kHz

t=25,16ms
v=1,99 m/s
F=43,28kHz

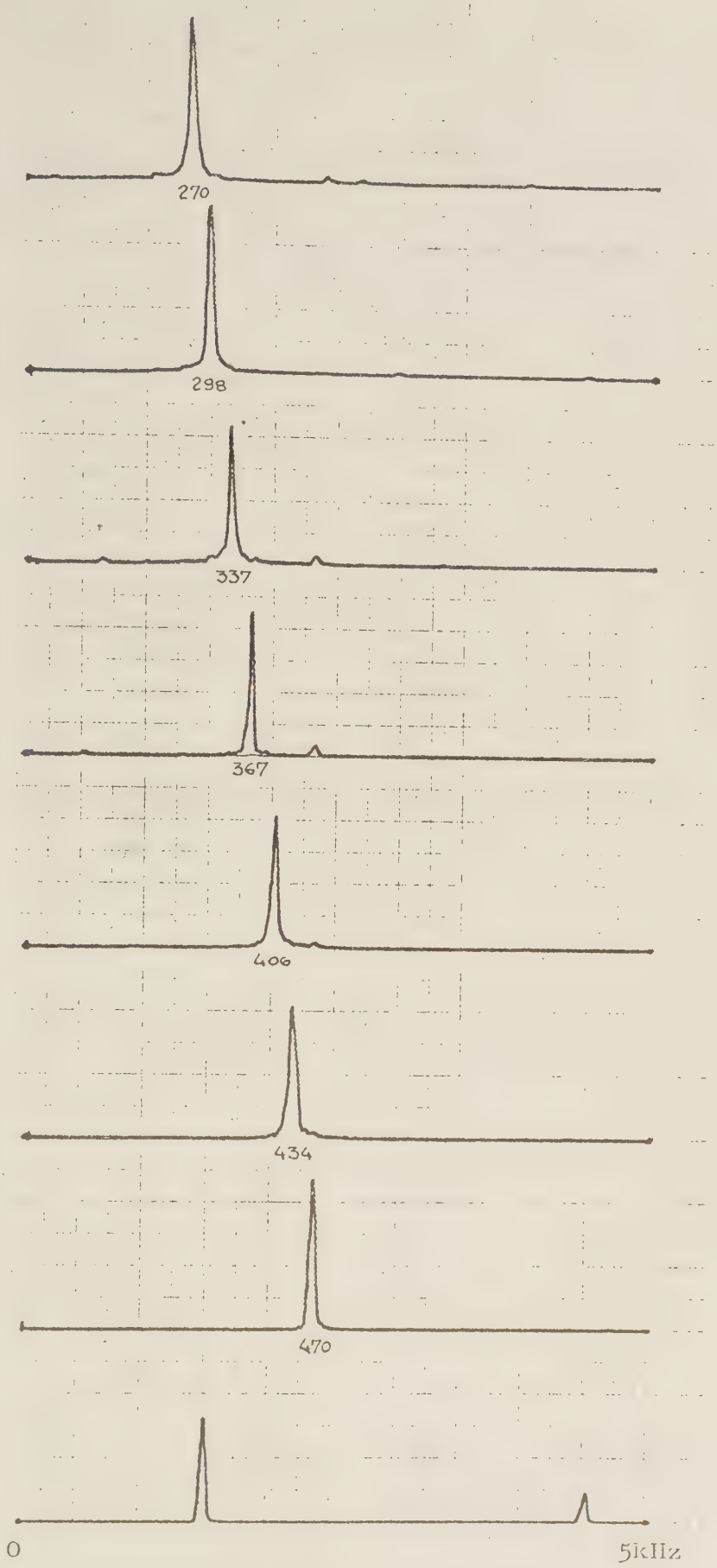
t=49,96ms
v= 1 m/s
F=40,40kHz

v= 0
F=37,6kHz

signal
d'étalonnage

FIGURE 25 TRACE DES SPECTRES DE FREQUENCE POUR DES EMISSIONS MONOCHROMATIQUES, DE FREQUENCE 2000 kHz, SUR DES MOBILES SE RAPPROCHANT DES TRANSDUCTEURS.

CEMAG



t=8,30 ms
v=6 m/s
F=21,6 kHz

t=10,09ms
v=4,96 m/s
F=23,8 kHz

t=12,78ms
v=3,92 m/s
F=26,9 kHz

t=16,55ms
v=3,02 m/s
F=29,30kHz

t=26,17ms
v=1,92 m/s
F=32,4 kHz

t=49,31ms
v=1,1 m/s
F=34,7 kHz

v= 0
F=37,6 kHz

signal
d'étalonnage

FIGURE 26 TRACE DES SPECTRES DE FREQUENCE POUR DES EMISSIONS MONOCHROMATIQUES, DE FREQUENCE 2000 kHz, SUR DES MOBILES S'ELOIGNANT DES TRANSDUCTEURS

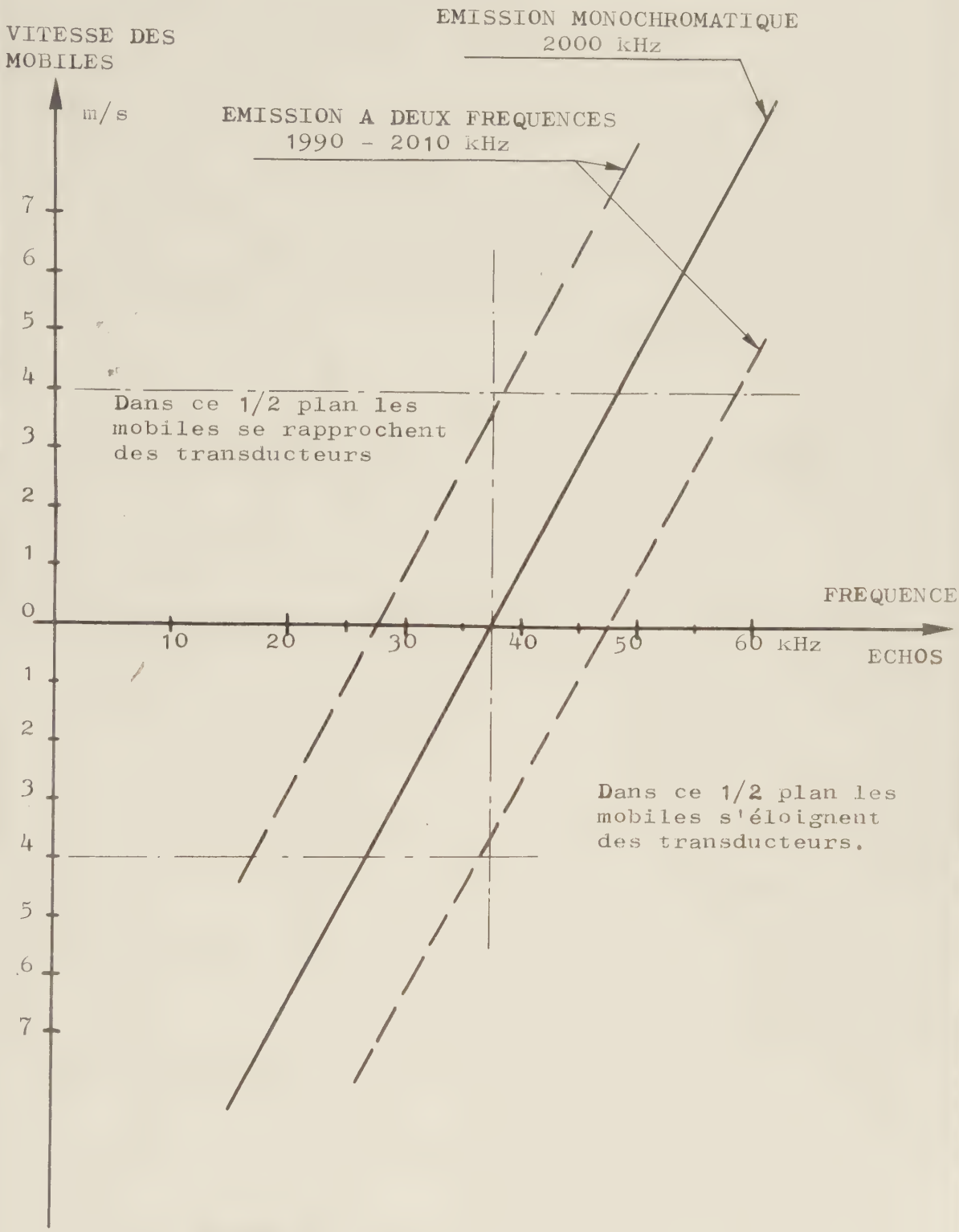


FIGURE 27

DETERMINATION DES BANDES DE FREQUENCES DU SIGNAL A TRAITER POUR UNE EMISSION A DEUX FREQUENCES DISTINCTES EN FONCTION DE LA VITESSE DES MOBILES.

(LA FREQUENCE DE L'OSCILLATEUR LOCAL EST DE 1962,5 kHz)

CERHAG

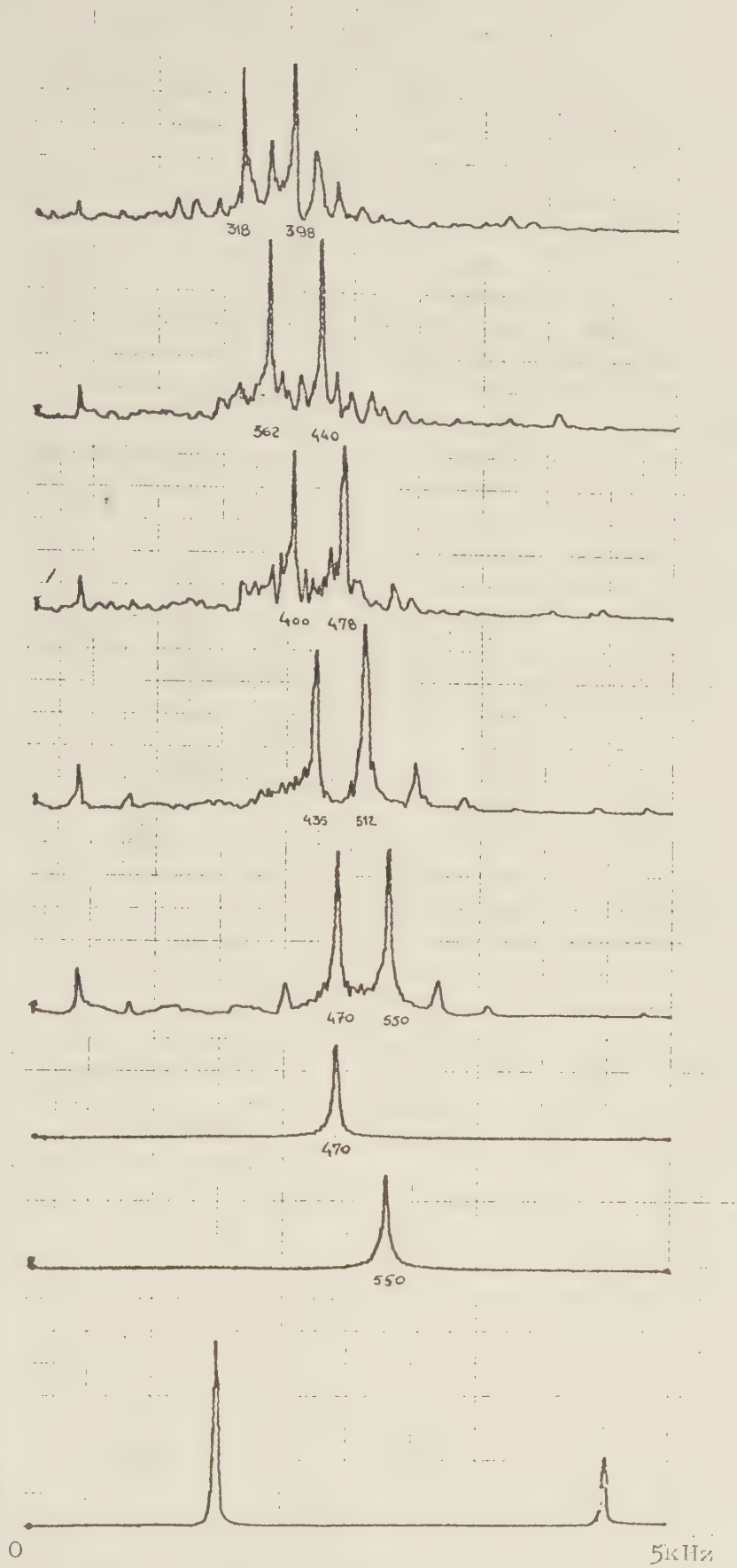


FIGURE 28 TRACE DES SPECTRES DE FREQUENCE OBTENUS PAR REFLEXION SUR UN FIL DE L'EMISSION DE DEUX FREQUENCES PURES (2000 ET 2006 kHz)

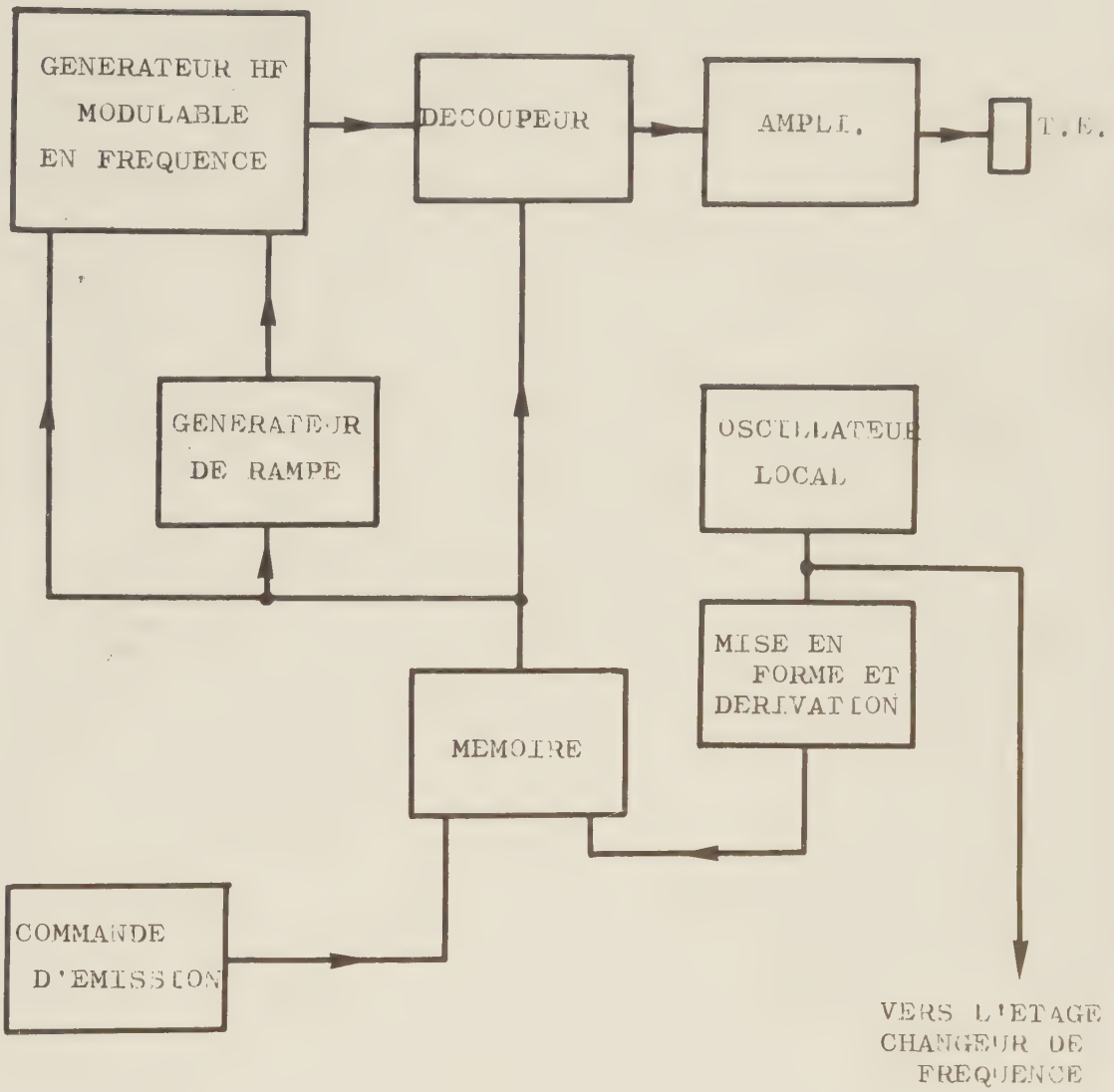


FIGURE 29 SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA CHAINE D'EMISSION POUR LE CAS DE L'EMISSION MODULEE LINEAIREMENT EN FREQUENCE.

CEPHAG

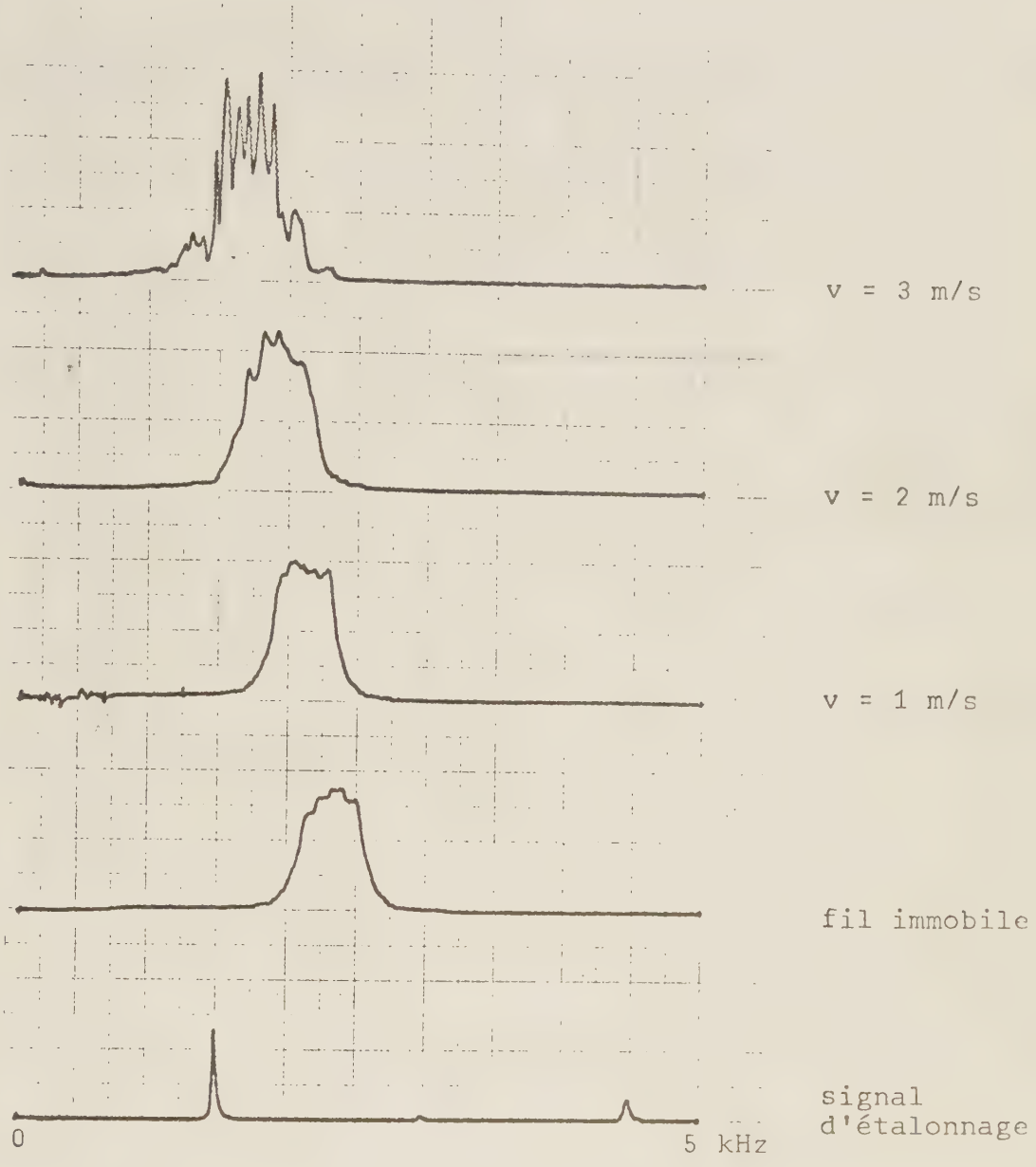


FIGURE 30 EVOLUTION DU SPECTRE DE FREQUENCE DU SIGNAL ECHO POUR UNE EMISSION M.L.F. SUR UN MOBILE ANIME DE VITESSE.

BIBLIOGRAPHIE

[1] JOURDAIN G. - Sur la fonction de diffusion d'un milieu de transmission aléatoire.
Acustica, vol. 27, N° 3, Sept. 1972, p. 151-159

[2] FAURE A.R. - Effet DOPPLER, Ambiguïté, Réverbération.
Rapport STL DSM du Brusc N° 8019

[3] ZADEH L.A. - Frequency analysis of variable networks.
Proc. IRE, Vol. 38, p.291-299, Mars 1950

[4] PRICE & GREEN - Signal Processing in Radar Astronomy
Communication via fluctuating multipath media
MIT Lincoln Lab., Lexington, Mass. Tech. Rep. 234, Oct. 1964

[5] KAILATH T. - Sampling models for linear time variant filter.
MIT Research Lab. of Electronics, Cambridge, Mass. Rept.
N° 352,May 25, 1959

[6] BELLO P.A. - Characterization of Randomy Time Variant Linear Channels
I.E.E.E. Trans., Vol. CS 11, N° 4, Dec. 1963.

[7] ELLINTHORPE A.W. et NUTTAL A.H. - First annual IEEE Communication Convention
Boulder (Colorado), Juin 1965.

[8] MERMOZ H. - La fonction de diffusion. Implications, propriétés et utilité.
Note technique Labo D.S.M. Le Brusc, 24 Mars 1970.

[9] JOURDAIN G. - Caractérisation d'un milieu de transmission aléatoire par un modèle de filtre aléatoire linéaire au cours du temps.
Conférence du 4ème Colloque GRETSI à Nice sur le Traitement du Signal et ses applications, 12 Mai 1973.

[10] MORSE P.M. - Vibration and Sound.
McGraw Hill Book Company Inc., New York 1948

[11] WOOD A.B. - A texte book of Sound.
G. Bell and Sons Ltd., London 1932

[12] GUIEYSSE L., SABATHE P. - Acoustique sous-marine.
Dunod, Paris 1964.

[13] Marine Nationale - Aide mémoire d'acoustique sous-marine.

[14] FAURE B. - Montage d'une chaîne de mesures destinée à étudier la transmission d'un milieu marin, sous l'hypothèse d'une excitation monochromatique.
Rapport CEPHAG N° 7/72.

[15] FAURE B. - Rapport mentionnant les modifications apportées, l'avancement des travaux et certains résultats relatifs à l'étude présentée dans le rapport CEPHAG 7/72.
Rapport CEPHAG 21/72.

[16] BILDSTEIN P - Filtres actifs.
Editions Radio, 1972.

[17] GOSLIN W. - Application des transistors à effet de champ.
Dunod 1966.

[18] LEGAY C. - Etude expérimentale des passages par zéro ou par un seuil de fonctions aléatoires.
Rapport CEPHAG 37/69.

[19] LEGAY C., REVOL G. - Obtention expérimentale d'histogrammes bidimensionnels (intervalles, durée, nombre d'éléments, durée, amplitude).
Rapport CEPHAG N° 13/71.

[20] MAX J. - Les principales méthodes de traitement du signal et leurs applications aux mesures physiques.
Rapport C.E.A. R 4018.

[21] BONNET G. - Phénomènes aléatoires et traitement du signal.
Bulletin d'informations scientifiques et techniques du CEA N° 96, Septembre 1965.

[22] SIREDEY C. - Un système de dépouillement numérique des sifflements atmosphériques.
Thèse de Docteur-Ingénieur, Fac. des Sciences de l'Université de Paris, 1966

[23] VERNON, ALBERS M. - Under Water Sound
Dowden, Hutchinson and Ross, Inc., Standburg, Pennsylvania.

[24] Introduction aux techniques du sonar (traduit de "Introduction to Sonar Technology, December 1965)
D.C.A.N. Toulon, Laboratoire du Brusc, Dec. 1967.

[25] ANGOT A - Compléments de mathématiques.
Edition de la Revue d'Optique, 1961.

[26] BRUHAT G. - Cours de Physique Générale "Mécanique"
Editions Masson, 1967.

Dernière page d'une thèse

VU

Grenoble, le 4 Septembre 1973

Le Président de la thèse

R. Pauthenet

R. PAUTHENET
Directeur
de l'E.N.S. d'Electrotechnique et
de Genie Physique

VU, et permis d'imprimer,

Grenoble, le

Le Président de l'Université
Scientifique et Médicale